electronistul

REVISTĂ DE ORIENTARE PROFESIONALĂ, CONSTRUCŢII ELECTRONICE, INIŢIERE, RECICLARE, SERVICE-DEPANARE

NR.12

ISSN 1220-6741

DIN SUMAR:

- Terminale pentru telecomunicaţii
- Amplificator de putere
- Decodoare de culoare pentru Telecolor şi Cromatic
- Avertizor auto
- Ceas electronic
- Sursă dublă de tensiune
- Reglarea turaţiei
- Filtru activ

SUMAR

SUMAR NR. 12

TELECOMUNICAŢII

- *Terminale pentru telecomunicaţii* pag.1

INFO-CALCULATOARE

- *Grafică pe calculator* pag.5
- *Limbaj de asamblare Z-80 (Spectrum 48K)* pag.7

HI-FI

- *Casetofon stereo - deck* pag.8
- *Înregistrarea magnetică* pag.10
- *Amplificator de putere* pag.12

RADIO

- *Echipamentul de trafic pentru radioamatori* pag.14

VIDEO - TV

- *Utilizarea eficientă a cablului comun de antenă* pag.15
- *Decodoare de culoare pentru Telecolor şi Cromatic* . . . pag.16

AUTO

- *Avertizor sonor auto* pag.18

A.M.C.

- *Utilizarea osciloscopului* pag.19

AUTOMATIZĂRI

- *Ceas electronic* pag.20

ELECTROALIMENTARE

- *Sursă dublă de tensiune* pag.22

P. S.

- *Preamplificator* pag.24
- *Reglarea turaţiei* pag.24
- *Emisie 144MHz* pag.25
- *Filtru activ* pag.25

Conform reglementărilor în vigoare este necesar acordul editurii "Electronistul" dacă materialele cuprinse în revistă sînt preluate pentru republicare în cărţi, reviste, almanahuri, agende, etc., sau realizarea de subansamble, dispozitive sau produse destinate a fi comercializate în vederea obţinerii de beneficii.

Stimaţi cititori, Stimaţi colaboratori,

Ne adresăm dumneavoastră cu mulţumiri pentru sprijinul acordat revistei şi dorindu-vă ca anul 1993 să vă aducă prosperitate şi împlinirea tuturor dorinţelor.

"ELECTRONISTUL" - revistă particulară care aniversează apariţia numărului 12 urmează cu consecvenţă scopul declarat iniţial: orientarea profesională a tinerilor, prezentarea unor construcţii electronice interesante şi accesibile în condiţiile actuale din România, iniţierea, reciclarea şi aducerea pe cît posibil "la zi" a unor cunoştinţe de specialitate în domeniul electronicii.

Dorim să fim utili atît generaţiei de mîine care va îmbrăţişa această profesiune, dar şi celor care vor să pătrundă cît mai multe "dedesubturi" ale circuitelor electronice.

Orientarea a fost şi va fi către articolele cu caracter practic. Totuşi, alocăm pînă la cca. 25% din sumar pentru articole adresate cu precădere specialiştilor. Acestea vor trebui să evite un caracter pur teoretic şi să accentueze latura practică a lucrării.

Una din pîrghiile ce au făcut ca revista "ELECTRONISTUL" să se numere printre puţinele care au rezistat condiţiilor actuale impuse de concurenţă şi inflaţie a constituit-o calitatea colaboratorilor. De aceea ne preocupă în permanenţă crearea unor punţi de legătură între redacţie şi colaboratori, printre care sperăm să vă aflaţi şi dumneavoastră. Aşteptăm scrisorile dvs. pe adresa: **Bucureşti, căsuţa poştală 5 - 51.** Eventual, menţionaţi şi un număr de telefon la care puteţi fi contactaţi.

LA MULŢI ANI !

COLEGIUL DE REDACŢIE

- Andrian Nicolae (redactor-şef)
- Gabriel Herţoiu, Radu Minciunescu, Petre Nicolae, Stan Sergiu, Simion Stanciu (redactori principali de rubrică)
- Adrian Dumitru (grafică, design, reclamă)
- Cănănău Voiţă Corneliu (editare şi tehnoredactare)

TERMINALE PENTRU TELECOMUNICAŢII

ing. Andrian Nicolae

(continuare din numărul trecut)

Din exemplele anterioare s-a putut constata un neajuns de bază - necesitatea unui semnal de tact cu amplitudinea suficient de mare, ceea ce creează probleme la generarea acestuia. Astfel, o îmbunătăţire în acest sens a constituit-o apariţia circuitelor integrate specializate pentru formarea semnalului de tact bifazic. În această familie se înscrie şi tipul AY-5-9500 care a fost asimilat şi de alte firme (Tesla - MHB 9500, Microelectronica MMC 9500, etc.).

Un exemplu de realizare a unei claviaturi, care elimină generatorul de tact cu convertor LC, îl constituie cel din fig. 18. Modelul, realizat de firma Tesla - Cehoslovacia, poate fi adaptat la orice aparat telefonic care permite cuplarea liniei telefonice în punctele Z-Z şi a circuitului de convorbire între bornele m şi b.

Claviatura mecanică necesită un singur contact normal deschis pentru fiecare cifră. Realizarea codului specific circuitului integrat MHB 9110 (AY-5-9100) se face cu ajutorul unei matrici decodoare cu diode (D_1...D_{10}) şi rezistoare (R_1 ... R_5).

Circuitul integrat CI-1 generează tactul bifazic. Tensiunea de 15-18V se obţine cu ajutorul multiplicatorului compus din elementele D_{14} ... D_{18}, C_4 ... C_7.

Circuitul de resetare a registrelor şi memoriilor interne, aparţinînd MHB 9110, s-a realizat cu un alt circuit integrat mai simplu (CI-2).

Grupul de tranzistoare T_1-T_2 are rolul de a deconecta circuitul de convorbire pe parcursul transmiterii impulsurilor de selecţie către centrala telefonică automată, iar T_6-T_7 asigură funcţia de formator de impulsuri zecimale. Deoarece prin intermediul acestora se realizează comutarea unor tensiuni ridicate (salturile tranzitorii depăşesc 100V) s-au prevăzut tranzistoare de înaltă tensiune (BF 258). Interfaţa între circuitul integrat şi grupurile de comutare a liniei telefonice se realizează prin intermediul tranzistoarelor T_3, T_4, T_5.

O evoluţie semnificativă în domeniul circuitelor integrate specializate pentru telefonie a constituit-o apariţia unor exemplare integrate pe scară largă, în tehnologie CMOS. Generarea tactului a devenit o problemă internă a circuitului, în exterior fiind conectat un rezonator cu cuarţ sau ceramic. În unele cazuri sînt acceptate şi elemente LC. Ca urmare schemele electronice pentru claviaturi au devenit mai simple şi mai performante.

Un exemplu în acest sens îl constituie circuitul integrat MMC 760, utilizat şi pe claviaturile din producţia internă.

În fig. 19, 20 şi 21 sînt ilustrate 3 aplicaţii imediate ale acestui circuit integrat. Prima schemă permite funcţia de formare a numărului, dar reluarea ultimului număr format se poate realiza numai în maxim 15-30 secunde după aşezarea microreceptorului în furcă. Aceasta deoarece memoria păstrează informaţia numai atîta timp cît condensatorul C_1 este încărcat. În schema din fig. 20 s- a prevăzut un circuit de menţinere a datelor în memorie prin intermediul unui curent de repaus preluat din linia telefonică. Acest rol este îndeplinit de puntea P2 împreună cu cele două rezistoare de 470KΩ. În acest fel, după ridicarea receptorului şi venirea tonului de disc, se poate relua ultimul număr format numai prin apăsarea unui singur buton al claviaturii prevăzut în acest scop (altul decît butoanele 1, 2 ... 9, 0). În rest schemele din fig. 19 şi 20 au aceleaşi elemente. Nu au fost figurate contactele mecanice ale claviaturii care se conectează sub formă matriceală la pinii 2, ..., 8 ai circuitului integrat. Contactul de impulsuri este simulat de tranzistorul T_1, iar cel de şuntare a circuitului de convorbire (c.c.) de către T2. Grupul de tranzistoare T_3, T_4 realizează interfaţarea între contactul de impulsuri (T_1) şi circuitul integrat. La fel, T_6 realizează transmiterea impulsului de mascare (şuntare) de la MMC 760 la T2. Tranzistorul T_5 realizează resetarea circuitului cînd se ridică microreceptorul de pe furcă. Rezonatorul Q trebuie să oscileze pe o frecvenţă de 455KHz. După cum se remarcă, ambele variante prezentate (fig. 19 şi fig. 20) necesită 4 fire pentru conectarea în aparatul telefonic clasic: două pentru linia telefonică (a şi b) şi două pentru circuitul de convorbire.

Acest din urmă dezavantaj este eliminat de soluţia prezentată în fig. 21. Utilizînd un releu bistabil R se ajunge în situaţia în care o conexiune devine comună între firul (b) al liniei telefonice şi circuitul de convorbire (c.c.). Ca urmare sînt necesare doar 3 fire de conectare a claviaturii, ceea ce face posibilă înlocuirea discului telefonic fără modificări suplimentare în aparat.

Toate aceste 3 aplicaţii au un mare dezavantaj datorită conectării în serie a circuitului de convorbire cu circuitul electronic al claviaturii, ceea ce duce în principal la înrăutăţirea a doi parametri de bază ai telefonului: rezistenţa în curent continuu şi echivalentul de emisie.

Dezavantajele enumerate mai sus sînt eliminate de schema prezentată în fig. 22, utilizată în aparatul TA-4 (Ioana), fabricat la Electromagnetica S.A. Circuitul de convorbire se conectează între terminalele A_4-A_6 fiind astfel alimentat în paralel cu circuitul electronic al claviaturii, considerînd tranzistorul T_7 saturat. Pentru a nu deranja parametrii electroacustici ai aparatului telefonic, alimentarea claviaturii se efectuează prin intermediul unui generator de curent (T_5). În repaus la pinul 24 există nivel zero. Ca urmare tranzistoarele T_4-T_6 sînt blocate iar T_7 saturat (prin intermediul lui T_5). La apăsarea unui buton al claviaturii apare nivel 1 pe ieşirea 24, iar după cca. 800ms începe transmiterea impulsurilor prin intermediul pinului 17 al circuitului integrat MMC 760. T_7 se blochează, deconectînd circuitul de convorbire, iar T_3 întrerupe curentul de linie în ritmul impulsurilor de selecţie.

Circuitul acordat L, C_1, C_2, C_3 rezonează pe 445KHz.

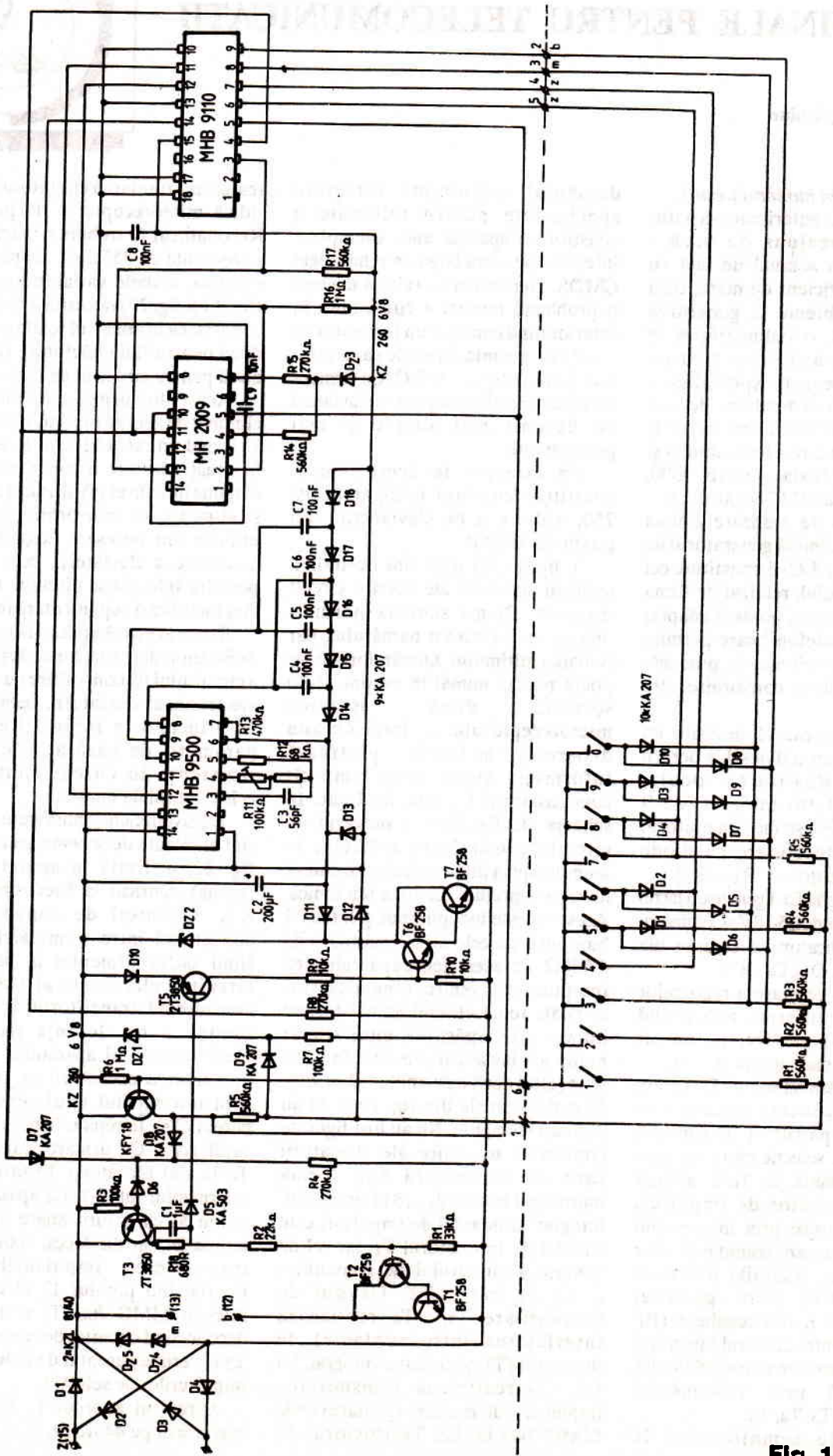

MHB 9110
MH 2009
MHB 9500
9×KA 207
10×KA 207
BF 258
KFY18
KA 207
KA 503
6V8
2×KZ 260 6V8
KZ 260 6V8

Fig. 18

Trebuie remarcat faptul că aparatul pe care urmează să se instaleze claviatura prezentată în fig. 22, trebuie să conţină o punte pentru protecţia circuitului electronic împotriva schimbărilor de polaritate.

În cazul în care postul telefonic chemat este ocupat se apasă furca aparatului telefonic pentru 2-3 secunde, se aşteaptă venirea tonului de disc după care se apasă tasta cu semnul #. Astfel numărul format anterior se retransmite integral. Manevra se poate repeta ori de cîte ori este necesar. Poate stoca 24 cifre cu maxim 8 pauze de acces.

O serie de circuite integrate dedicate a fost dezvoltată de firma PHILIPS începînd cu anul 1980. Printre primele se numără MH320 şi MH323, care au fost realizate în capsule cu 18 pini. Funcţia de reluare a ultimului număr format (Redial) este posibilă cu ambele tipuri, dar numai MH323 poate stoca pauze de acces în starea de reluare. Ca parametri principali se menţionează:

— frecvenţa impulsurilor de selecţie: 10Hz;
— raportul impuls/pauză: 3/2 (60ms/40ms);
— pauză interdigitală: 800ms.

După aceste tipuri firma Philips a dezvoltat o familie de 8 circuite dedicate pentru claviaturi telefonice, realizate în tehnologie CMOS şi codificate PCD 332X, unde X ia valori între 0 şi 7. Printre caracteristicile acestor circuite se numără:

— tensiune de alimentare: 2,5 ... 6,0V;
— curent consumat: tipic 40μA;
— tensiunea necesară menţinerii memoriei: sub 1,8V;
— curentul necesar menţinerii memoriei: tipic 1μA;
— capacitatea RAM: 23 cifre;
— claviatura de comandă matriceală 3x4;
— protecţii antielectrostatice la toate intrările cu excepţia celei de resetare;
— viteza impulsurilor în starea de test: 932Hz.

Un exemplu de realizare a unei claviaturi cu 3 fire de conectare este ilustrat în fig. 23. Aceasta corespunde schemei bloc prezentate în fig. 3.

(continuare în numărul viitor)

Fig. 19

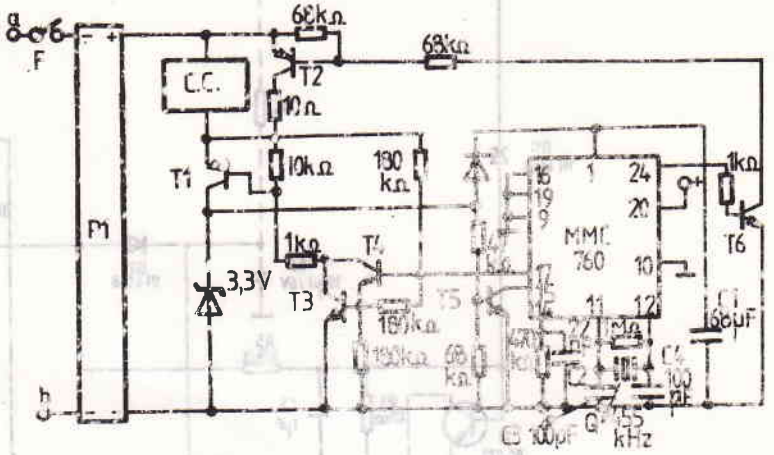


Fig. 20

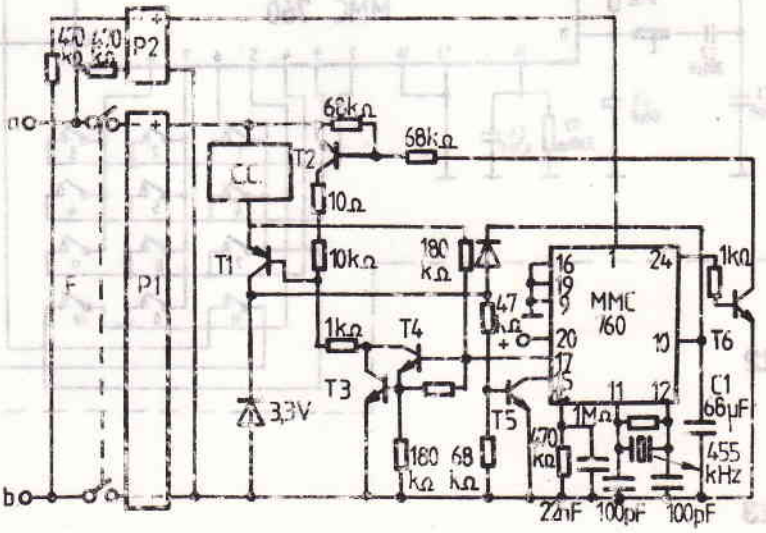
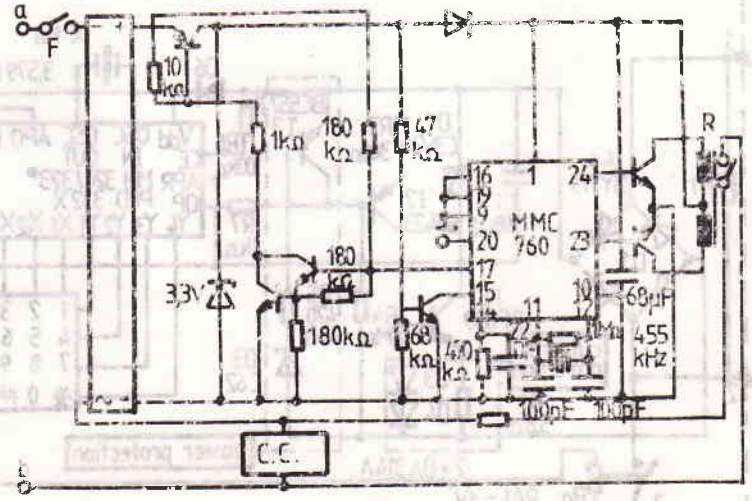


Fig. 21



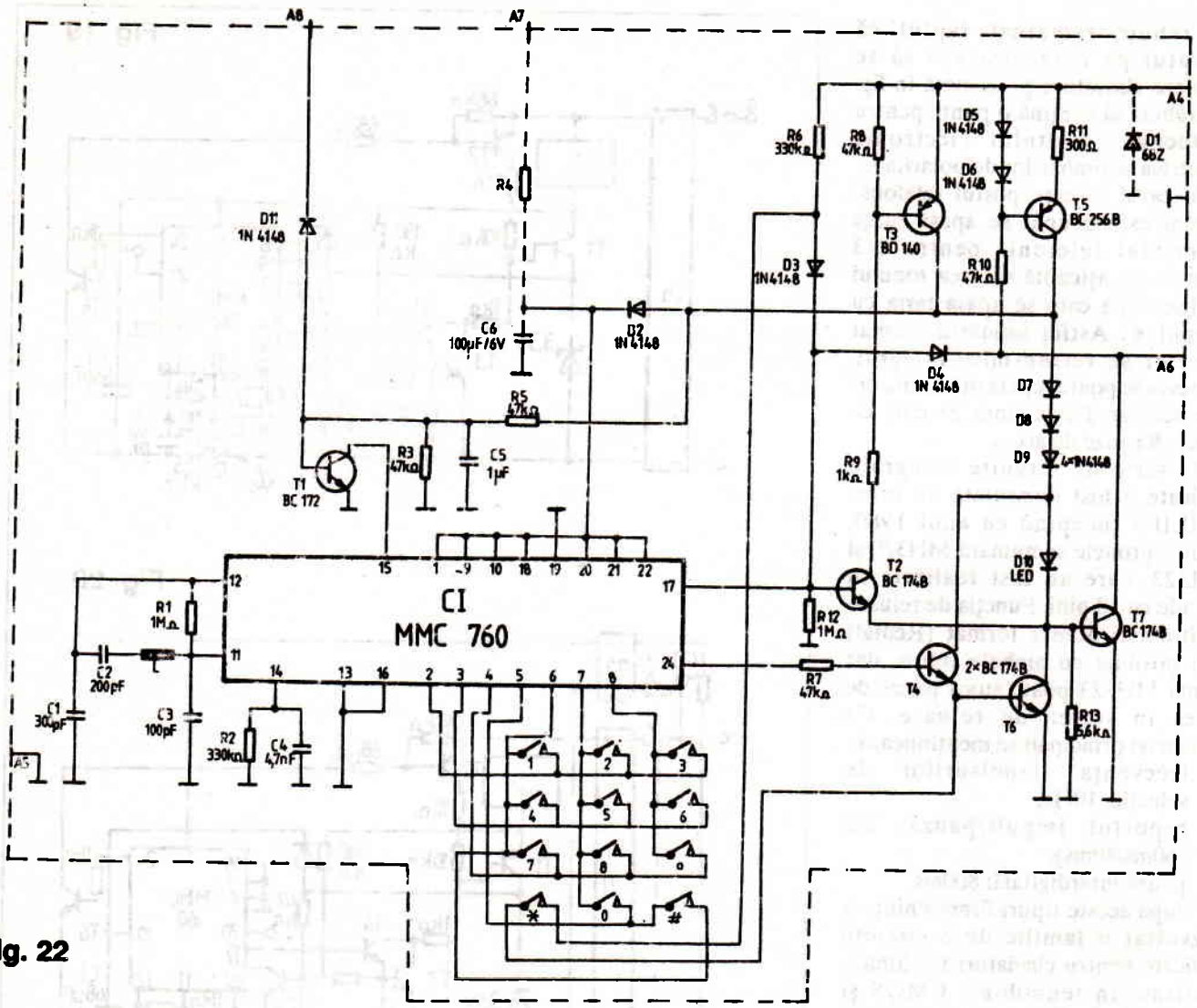
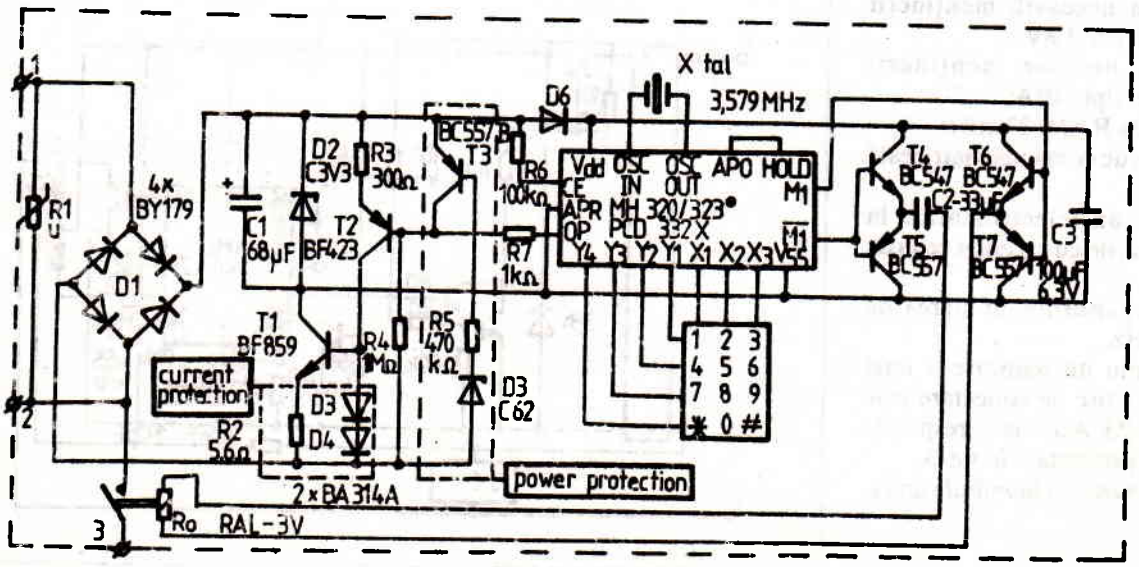

A8
A7
A4
A6
A5
D11
1N 4148
R4
C6
100µF/16V
D2
1N4148
R5
47kΩ
T1
BC 172
R3
47kΩ
C5
1µF
R6
330kΩ
R8
47kΩ
D5
1N4148
D6
1N4148
R11
300Ω
D1
6&2
T3
BD 140
T5
BC 256B
D3
1N4148
R10
47kΩ
D4
1N 4148
D7
D8
D9
4×1N4148
R9
1kΩ
D10
LED
T2
BC 174B
R12
1MΩ
T7
BC174B
T4
2×BC 174B
T6
R7
47kΩ
R13
5,6kΩ
CI
MMC 760
R1
1MΩ
C2
200pF
C1
30µF
C3
100pF
R2
330kΩ
C4
47nF

Fig. 22

Fig. 23


X tal
3,579 MHz
D6
4×
BY179
D1
R1
0
D2
C3V3
R3
300Ω
C1
68µF
T2
BF423
BC557B
T3
R6
100kΩ
R7
1kΩ
Vdd OSC IN
CE OSC OUT
APR MH 320/323
OP PCD 332X
APO HOLD
M1
M1
Y4 Y3 Y2 Y1 X1 X2 X3 Vss
T4
BC547
T6
BC547
T5
BC557
T7
BC557
C2-33µF
C3
100µF
6,3V
T1
BF859
R4
1MΩ
R5
470
kΩ
D3
C62
current
protection
R2
5,6Ω
D3
D4
2×BA 314A
power protection
Ro RAL-3V
1 2 3
4 5 6
7 8 9
* 0 #

GRAFICĂ PE CALCULATOR

ing. Cornel Voiţă Cănănău

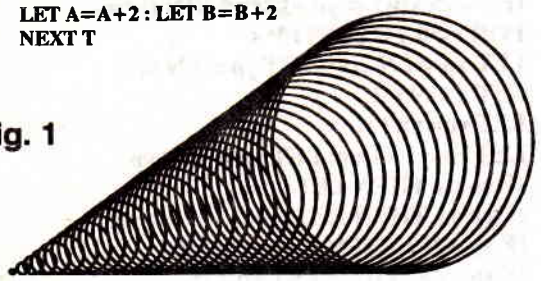
În cele ce urmează vă propunem o serie de programe scurte, dar de efect, realizate în limbajul BASIC pentru calculatoare din familia SPECTRUM.

Program 1.

Folosind funcţia "CIRCLE" următorul program desenează o serie de cercuri pentru a construi un con (fig.1). Modificînd constantele T, A şi B o să aveţi o surpriză.

```
1     BORDER RND*6 : PAPER RND*6 : INK 9 : CLS
10    LET A=1 : LET B=1
20    FOR T=1 TO 185 STEP 5
30    CIRCLE T, A, B
40    LET A=A+2 : LET B=B+2
50    NEXT T
```

Fig. 1

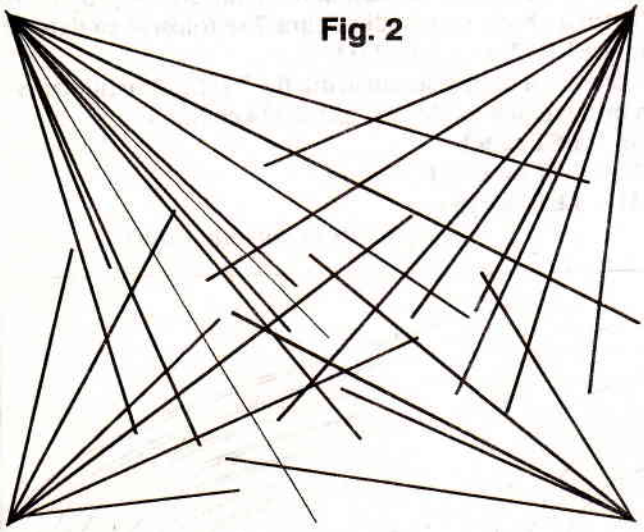


Program 2.

Acest program desenează linii (fig. 2) de diferite culori şi lungimi pornind de la cele patru colţuri ale ecranului.

```
10    PLOT 0,0 : DRAW INK RND*6 ; RND*255 , RND*175
20    PLOT 255,175 : DRAW INK RND*6 ; -RND*255 , -RND*175
30    PLOT 255,0 : DRAW INK RND*6 ; -RND*255 , RND*175
40    PLOT 0,175 : DRAW INK RND*6 ; RND*255 , -RND*175
50    GOTO 10
```

Fig. 2



Program 3

Următorul program desenează o curbă conform funcţiei introduse de dumneavoastră.

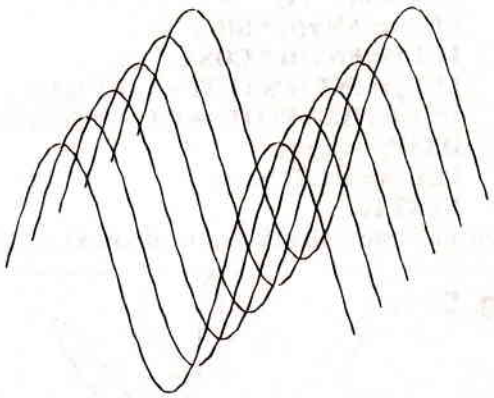
```
10    INPUT INK 2 ; "Introduceţi funcţia" ; LINE a$
20    PLOT 0,175 : DRAW 0,-175 : DRAW 255,0
30    FOR X=0 TO 255
40    LET Y=VAL a$
50    IF X>255 OR Y>175 THEN GOTO 80
60    PLOT X,Y
70    NEXT X
80    PRINT AT 19,10 ; FLASH 1 ; "Y=" ; a$
```

Program 4

Acest program desenează o serie de sinusoide (fig. 3) pe care apoi le şterge pe rînd. Încercaţi să modificaţi mărimea pasului şi datelor 20 şi 40 în rîndurile 40 respectiv 50.

```
10    LET X=RND*5 : PAPER X : INX 9 : BORDER X : CLS
15    FOR D=1 TO 2
20    FOR A=0 TO 50 STEP 10
30    FOR X=0 TO 10 STEP .05
40    IF D=1 THEN PLOT 20*X+A , 40*SIN X+40+A
50    IF D=2 THEN PLOT OVER 1 ; 20*X+A, 40*SINX+40+A
60    NEXT X: NEXT A: NEXT D
```

Fig. 3

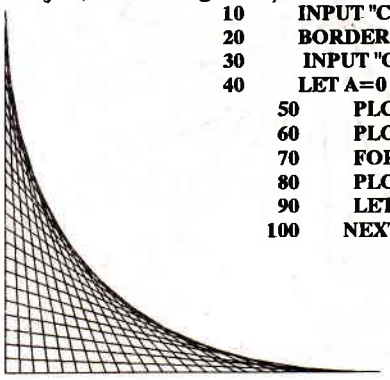


Program 5.

Cu ajutorul acestui program se realizează o curbă (fig. 4) după introducerea culorii şi grosimii liniei (1 - linie subţire, 25 - linie groasă).

```
10    INPUT "CULOAREA ?" ; C
20    BORDER 7 : PAPER 7 : INK C : CLS
30    INPUT "GROSIMEA (1-25) ?" ; B
40    LET A=0
50    PLOT 0,175 : DRAW 0,175
60    PLOT 0,0 : DRAW 175,0
70    FOR T=175 TO 0 STEP -B
80    PLOT 0,T : DRAW A,-T
90    LET A=A+B
100   NEXT T
```

Fig. 4



Program 6

Cu acest program se desenează cercuri la coordonatele şi punctele de START-STOP introduse de la tastatură. Cu ajutorul programului de mai jos se pot desena corpuri în trei dimensiuni.

```
10    INPUT "Coordonata X ?" ; X
20    INPUT "Coordonata Y ?" ; Y
30    INPUT "START (prima rază) ?" ; S
40    INPUT "STOP (a doua rază) ?" ; F
50    INPUT "Culoarea ?" ; C
60    FOR Z=S TO F
70    CIRCLE INK C ; X,Y,Z
80    NEXT Z
90    GOTO 10
```

Realizarea următoarelor desene grafice se reduce la reprezentarea pe ecranul calculatorului a formulelor:

$x=f(t)\cdot\cos(w_1t+\varphi_1)$

$y=g(t)\cdot\cos(w_2t+\varphi_2)$

unde funcţiile f(t) şi g(t) pot fi periodice sau constante.

În programele prezentate în continuare, rîndurile **235** pînă la **270** sînt asemănătoare. Funcţiile sînt realizate cu comanda **DEF-FN** şi valorile acestor funcţii sînt atribuite variabilelor xp şi yp.

Programul 7. Desenarea în coordonate polare

Programul desenează funcţiile:

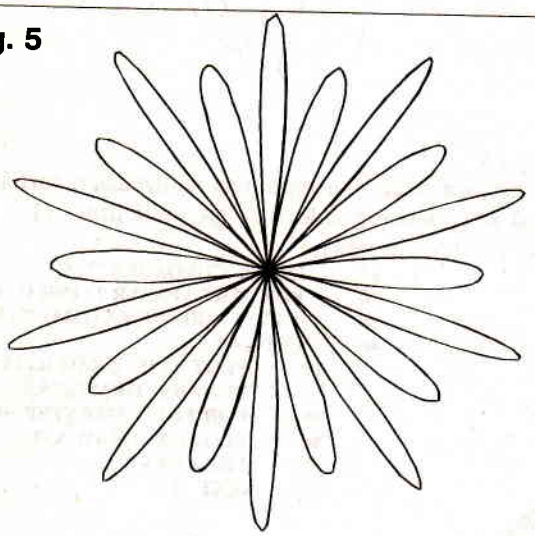
x=r(t)*sin t

y=r(t)*cos t cu r(t)=k1*(sin k2 * t)

```
50   INPUT "k1=";k1
60   INPUT "k2=";k2
100  DEF-FN r(q) = COS(k1 * SIN (k2*q))
110  CLS : LET a=0.1 : LET s=75 : LET w=0
120  FOR i=0 TO 45 STEP a
130  LET t=i/(2* PI)
140  LET x= FN r(t) * SIN t
150  LET y= FN r(t) * COS t
160  LET y= INT (y*s): LET x= INT (x*s)
170  IF i=0 THEN PLOT x+125, y+85: GOTO 200
190  DRAW x-xa,y-ya
200  LET xa=x: LET ya=y
210  NEXT i
```

Figura 5 este realizată pentru valorile k1 = 2.5 şi k2 = 5

Fig. 5



Programul 8. Spirala regulată

O spirală regulată are forma descrisă de formulele:

$x=k_1\cdot\varphi\cdot\cos a\cdot\varphi$

$y=k_2\cdot\varphi\cdot\sin b\cdot\varphi$

Programul care urmează desenează spirala regulată din figura 6 pentru valorile k1=2, a=1, k2=2 şi b=1.

```
100  LET r=7
110  LET rd=r*2* PI
115  LET s= PI /32
120  INPUT "k1=";k1
130  INPUT "a=";a
140  INPUT "k2=";k2
150  INPUT "b=";b
160  LET x0=125 : LET y0=50
165  LET z=0.1
170  CLS
180  PLOT x0,y0
190  LET xa=x0 : LET ya=y0
200  DEF-FN c(w) = x0+k1*w* COS (a*w)
210  DEF-FN s(w) = y0+k2*w* SIN (b*w)
220  FOR x=0 TO rd STEP s
230  LET xp= FN c(x): LET yp= FN s(x)
232  LET z=z+0.1
234  LET yp=yp+z
235  LET xp= INT xp: LET yp= INT yp
240  IF xp<1 THEN LET xp=1
245  IF yp<1 THEN LET yp=1
250  IF xp>255 THEN LET xp=255
255  IF yp>255 THEN LET yp=255
260  LET dx=xp-xa: LET dy=yp-ya
262  DRAW dx,dy
265  LET xa=xp: LET ya=yp
270  NEXT x
```

Dacă se suprapune în direcţia y o deplasare constantă Δz se obţine o reprezentare spaţială ca în figura 7. Această figură se obţine cu aceleaşi date de intrare ca şi figura 6. Pentru a obţine spirala din figura 7 se folosesc ca date de intrare k1=2, a=2, k2=2 şi b=1.

Pentru a obţine desenele din fig. 7 şi fig. 8 se înlocuiesc în programul 8 liniile **165**, **232** şi **234** cu liniile:

```
165  LET z=0.1
232  LET z=z+0.1
234  LET yp=yp+z
```

(Continuare în numărul viitor)

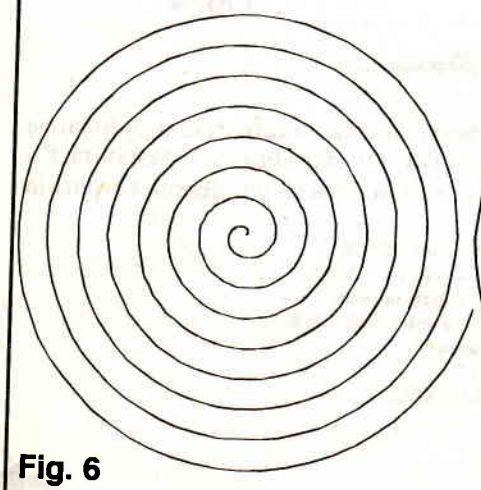


Fig. 6

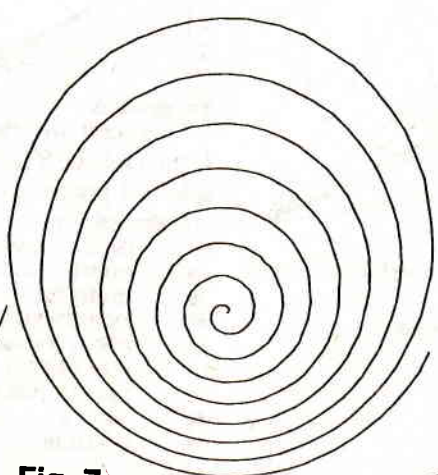


Fig. 7

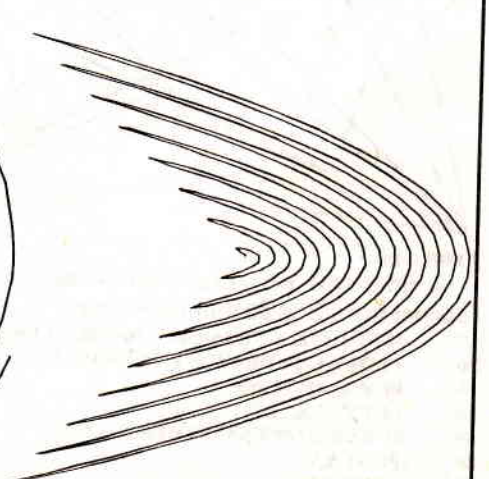


Fig. 8

LIMBAJ DE ASAMBLARE Z-80 (Spectrum 48k)

Radu Paşalega

(Continuare din numărul trecut)

Relaţia reciprocă a multor instrucţiuni este aparentă în acest caz. De asemenea se poate încărca un registru pereche sau indexat cu orice există într-o pereche specifică de locaţii de memorie.

```
LD rr,(nn)
LD ix,(nn)
LD iy,(nn)
```

EXERCIŢII

Cunoaştem din manualul Spectrum că începutul zonei libere de memorie poate fi aflat dacă citim valorile înscrise la adresele: 23653 şi 23654. În BASIC se procedează astfel: PRINT PEEK 23653 + 256*PEEK 23654; vom face acelaşi lucru în limbaj maşină:

```
ED 4B 65 5C   LD BC, (23653)
C9            RET
```

OBSERVAŢI foarte atent că numerele sînt introduse începînd cu bitul mai puţin semnificativ; veţi obţine un număr total eronat dacă le introduceţi în alt mod.

În Spectrum, din moment ce am terminat un program, valoarea care determină cantitatea de memorie liberă este fixă şi este nevoie să determinăm aceasta numai odată în fiecare program.

Am folosit registrul pereche BC pentru a obţine informaţia deoarece, după cum vă amintiţi, valoarea USR este conţinutul registrului pereche BC cînd s-a terminat programul în limbaj maşină.

Observaţi că "LD BC, (nn)" este o instrucţiune de 4 byţi.

Puteţi folosi programe similare pentru a obţine oricare valoare a variabilelor de doi byţi listate în manualul Spectrum la pagina 173-176.

Instrucţiuni de operare cu stiva

Mnemonic	byţi	timp	C	Z	PVS	N	H
PUSH rr	1	11	-	-	-	-	-
PUSH ix ori iy	2	15	-	-	-	-	-
POP rr	1	10	-	-	-	-	-
POP ix ori iy	2	14	-	-	-	-	-
LD SP, (Adresa)	3	10	-	-	-	-	-
LD SP, (Adresa)	3	20	-	-	-	-	-
LD SP, HL	1	6	-	-	-	-	-
LD SP, ix ori iy	2	10	-	-	-	-	-

Vă mai aduceţi aminte cu siguranţă imaginea pe care ne-am format-o la început despre stivă ca fiind locul unde UCP poate să păstreze informaţii fără a fi nevoie să ţină minte adresa acelei informaţii specifice.

Unul dintre avantajele stivei este acela că putem numai să stocăm şi să luăm numere de 16 biţi, aceasta deoarece stiva a fost iniţial proiectată pentru a stoca adrese şi acestea nu le putem reprezenta decît cu numere de 16 biţi.

Instrucţiunile generale pentru a "împinge" (PUSH) informaţii în stivă sînt:

PUSH rr, PUSH ix, PUSH iy şi forma generală a instrucţiunilor prin care "scoatem" (POP) informaţii din stivă este:

POP rr, POP ix, POP iy.

Acestea sînt instrucţiuni extrem de simple şi remarcaţi faptul că nu avem nevoie să specificăm nici o adresă.

Pentru registrele pereche (exclusiv registréle indexate) aceste instrucţiuni au lungimea de 8 biţi, de unde rezultă că sînt foarte economice în timp şi spaţiu.

Instrucţiunile PUSH nu sînt distructive, adică păstrează conţinutul registrelor implicate în acţiune.

De asemenea remarcaţi cum putem împinge (PUSH) orice registru pereche şi apoi extrage (POP) orice alt registru pereche, ex:

```
PUSH BC
POP  HL
```

După aceasta registrul BC rămîne neschimbat, dar de asemenea am copiat valoarea lui în HL, ceea ce seamănă foarte mult cu instrucţiunea care dealtfel lipseşte: **LD rr, rr** pentru transfer pe 16 biţi şi cum fiecare instrucţiune PUSH şi POP nu are lungime mai mare de 1 byt rezultă o economie în memorie.

Încă un avantaj este acela de a putea opera asupra registrului pereche AF, iată deci una dintre puţinele instrucţiuni care tratează registrul AF ca un registru pereche, dar acţiunea asupra lui este foarte pretenţioasă deoarece în multe din nevoile noastre trebuie să păstrăm conţinutul fanioanelor pentru a le utiliza sau nu.

Ca alte cuvinte putem pune în stivă AF (PUSH AF), adică să "notăm" condiţia în care se află A şi F după care să executăm diferite operaţii care pot afecta fanioanele cu un efect nedorit şi după aceea să extragem (POP) AF din stivă şi să obţinem din nou fanioanele neafectate.

Deplasarea stivei

După cum ştiţi, valoarea instrucţiunilor PUSH şi POP constă în aceea că nu este nevoie să ţinem minte unde salvăm datele şi mai apoi de unde să extragem aceste date.

De asemenea, nu este absolut necesar să folosim aceeaşi zonă de memorie, indiferent dacă avem disponibil 16k sau 48k de memorie.

Modul în care microprocesorul ţine minte unde să salveze şi de unde să ia datele este simplu: foloseşte un indicator numit " **stack pointer** - SP" - indicator de stivă care poate fi considerat un registru de 16 biţi. Totuşi asupra sa nu se pot face orice operaţii, fiind un registru special.

De fapt singurul lucru pe care ar dori cineva să-l facă cu stiva este să o mute şi într-adevăr acest lucru este singurul posibil prin următoarele instrucţiuni:

```
LD SP, nn
LD SP, (nn)
LD SP, ix
LD SP, iy
```

Puteţi examina stiva Spectrum-ului dumneavoastră căutînd în ultimii 30-40 byţi înainte de **RAMTOP**.

REŢINEŢI: SĂ NU SCHIMBAŢI CONŢINUTUL ACESTOR LOCAŢII !

(continuare în numărul viitor)

CASETOFON STEREO - DECK

Gribincea Doru

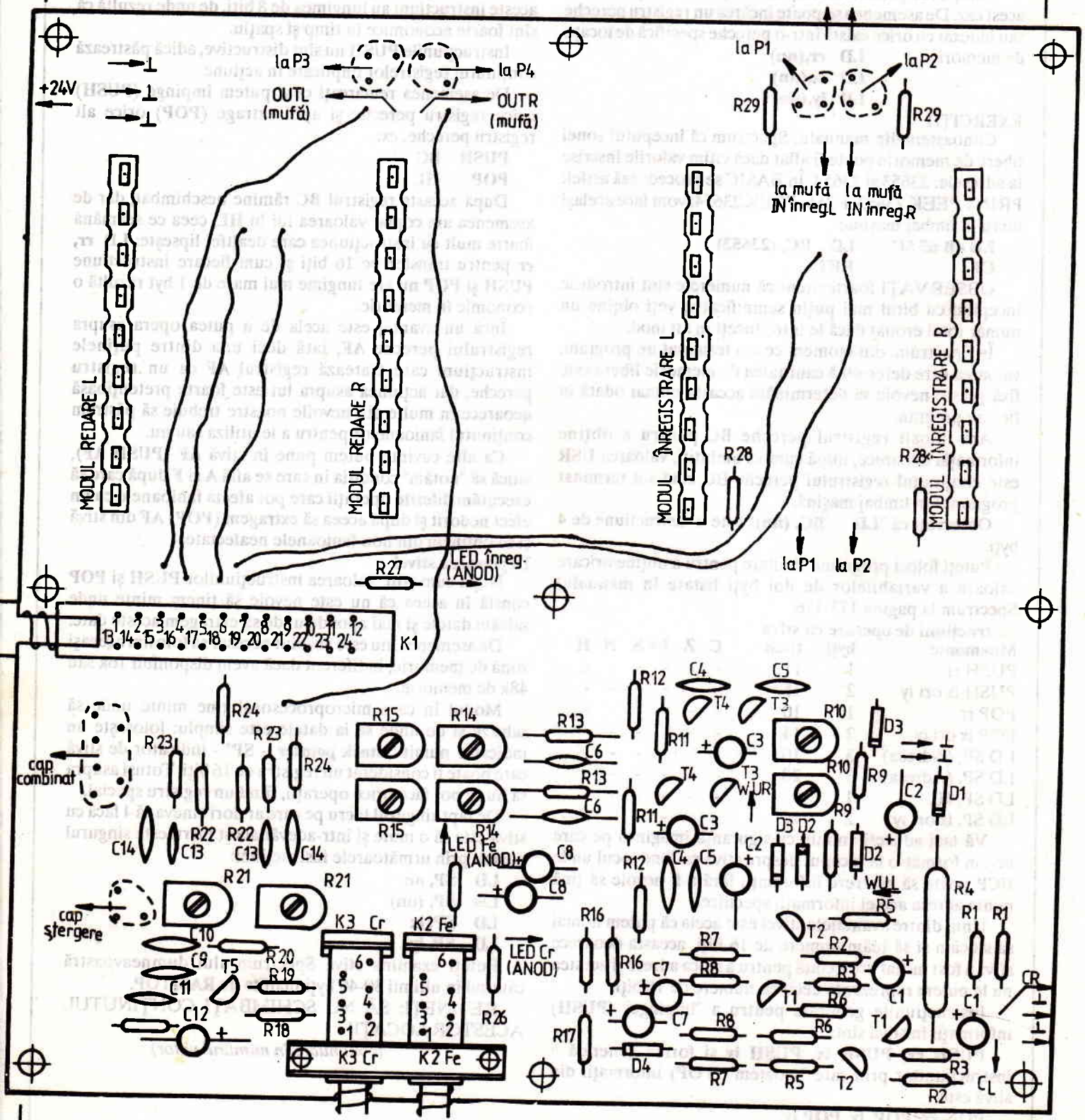
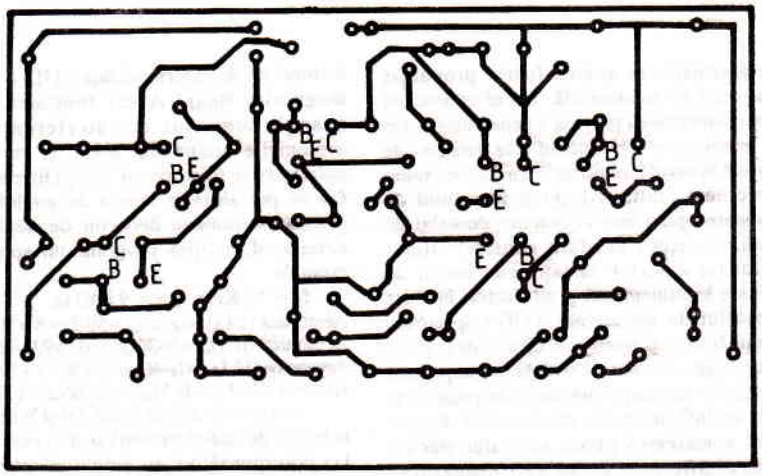


Fig. 9

Fig. 10



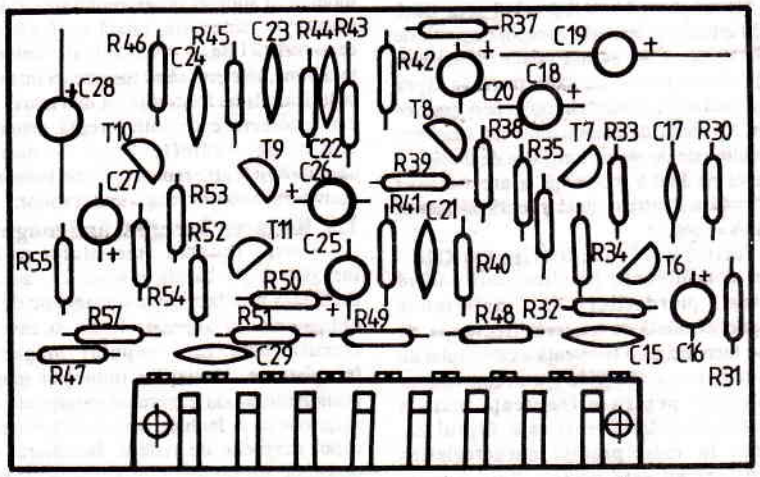


Fig. 11

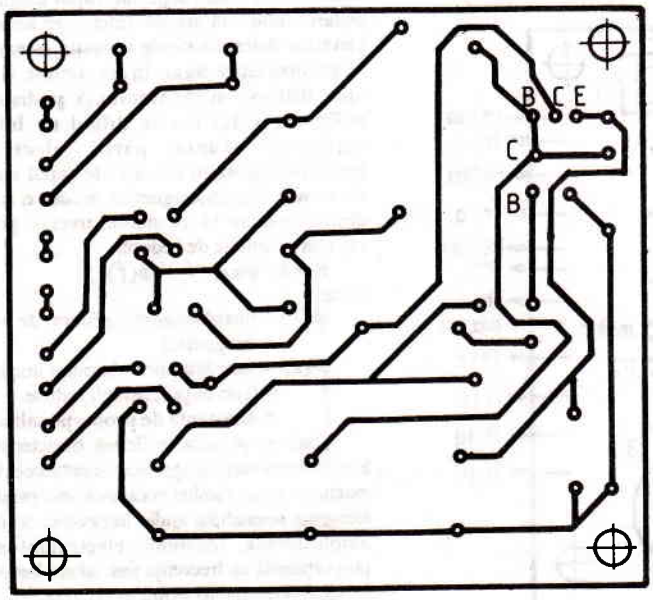


Fig. 12

(Urmare din numărul trecut)

Partea de alimentare se realizează separat. Transformatorul se amplasează undeva în zona părţii mecanice, ceva mai departe de placa de bază şi se separă de montaj printr-un ecran metalic care să-l acopere complet.

Placa stabilizatorului de 24V şi redresoarele (schema electrică fig. 7; cablaj fig. 12; desen de ansamblu fig. 13), se amplasează aproape de transformator, dar separat de placa de bază.

Modulele de înregistrare (schema electrică fig. 2; cablaj fig. 10; desen de ansamblu fig. 11) şi de redare (schema electrică fig. 3; cablaj fig. 10, desen de ansamblu fig. 11) se aşează în picioare pe placa de bază (prin cuple), astfel încît să permită interschimbarea lor. Astfel la punerea în funcţiune cît şi la eventualele viitoare depanări se poate verifica dacă "culoarea" sunetului este aceeaşi pe ambele canale sau se mai fac modificări la corecţii, funcţie de tipul capului combinat.

Montarea plăcilor se poate face şi prin cositorire în pini dar se înlătură uşurinţa interschimbării.

Nu sînt necesare prea multe amănunte despre plăcile propriu-zise deoarece acestea reies din schemele electrice şi cablajele prezentate.

Legăturile de la stabilizator la placă se fac prin fire obişnuite, dar legăturile între capul combinat şi placă precum şi de la capul de ştergere la placă se realizează cu cablu ecranat.

Tranzistorii T_6, T_7 vor avea zgomot mic (tipul BC414 sau echivalent). Nivelul la înregistrare se reglează prin intermediul potenţiometrilor P_1 şi P_2 montaţi pe baza deck-ului. Transformatorul de alimentare trebuie să furnizeze în secundar 24V c.a., tensiune ce se va redresa şi stabiliza conform schemei (9V c.c. pentru alimentarea stabilizatorului de turaţie al motorului şi 12V c.c. pentru alimentarea becurilor de la WU-metre, becuri de tip auto sofit). Tensiunea de alimentare a motorului poate fi şi de 12V în cazul utilizării unuia de casetofon auto cu regulator centrifugal sau electronic încorporat. În schema prezentată este prevăzut un motor de fabricaţie poloneză cu regulator electronic, procurat din comerţ.

◆

ÎNREGISTRAREA MAGNETICĂ

ing. Emil Marian

(Continuare din numărul trecut)

Mărind şi mai mult amplitudinea cîmpului magnetic H_{if}, se observă că porţiunea liniară a caracteristicii $B_{RAF} = f(H_{AF})$ creşte, dar totodată panta ei scade. Aceste concluzii se pot sintetiza prin construirea simultană a diagramelor **THD%** = $f(i_{if})$ şi $U_{AF} = f(i_{if})$, prezentate în fig. 16, unde:

THD% = procentul de distorsiuni armonice neliniare
i_{if} = curentul de înaltă frecvenţă
U_{AF} = tensiunea de audiofrecvenţă obţinută la bornele capului magnetic de redare.

Se observă că minimul distorsiunilor THD nu are loc la aceeaşi valoare a curentului de polarizare pentru care se obţine maximul tensiunii de redare U_{AF}. Minimul procentului THD se obţine pentru două valori ale curentului de polarizare, şi anume: i_{if1} şi i_{if2}.

Dacă pentru polarizare se alege valoarea curentului $i_{if\,1}$, la mici variaţii ale acestuia (spre exemplu îndepărtarea accidentală a capului magnetic de înregistrare de banda magnetică) se obţin creşteri importante ale coeficientului THD, deci mari distorsiuni în ceea ce priveşte semnalul audio util. Datorită acestui fapt în practică se foloseşte valoarea i_{if2}, un curent de polarizare de două, trei ori mai mare ca amplitudine decît valoarea curentului de audiofrecvenţă. Această situaţie corespunde celui de-al doilea minim al coeficientului THD. O creştere exagerată a curentului de polarizare nu se recomandă, deoarece acest lucru are ca efect mărirea efectivă a întrefierului de lucru propriu capului magnetic de înregistrare. Faptul implică o dispersie mai mare a cîmpului magnetic de polarizare H_{if}, aplatizarea formei distribuţiei cîmpului magnetic deoarece în această situaţie ar apărea foarte pronunţat componenta sa transversală. Un efect imediat este demagnetizarea parţială a benzii magnetice după înregistrare. Fenomenul este deosebit de accentuat în cazul înregistrării semnalelor audio de frecvenţă înaltă. Alegerea punctului de funcţionare optim este în practică deosebit de dificilă, deoarece în afara considerentelor menţionate anterior variaţia curentului de polarizare i_{if} influenţează şi alţi factori în afara procentului de distorsiuni THD (zgomotul, banda de frecvenţă transmisă, efectul de copiere al benzii magnetice etc.). Un alt factor important îl constituie frecvenţa curentului de polarizare. Pentru ca înfăşurătoarea caracteristicii $B_{RAF} = f(H)$ să urmărească precis semnalul electric înregistrat cu frecvenţa situată la limita superioară în banda de audiofrecvenţă este necesar ca frecvenţa curentului de polarizare i_{if} să fie cît mai mare. Ea nu poate lua totuşi valori prea mari, datorită faptului că pierderile în capul magnetic de înregistrare cresc accentuat odată cu mărirea frecvenţei curentului de polarizare i_{if}. Spre exemplu dacă în jumătate de întrefier se doreşte ca să avem 5 variaţii de amplitudine, iar lungimea întrefierului este de 40μm, lungimea de undă λ_{if} a curentului de înaltă frecvenţă i_{if} are valoarea $\lambda_{if} = 20/5 = 4\mu$m. Pentru o viteză a benzii magnetice de 76 cm/s se obţine:

$f = v/\lambda = 76 \times 10^{-2} / 4 \times 10^{-6} = 19 \times 10^{+4}$ Hz = 190 KHz.

Din considerente practice, care includ creşterea pierderilor în materialele feromagnetice odată cu creşterea frecvenţei, de obicei se lucrează cu o frecvenţă a curentului de polarizare i_{if} de cca. 100 KHz. Un alt considerent care optează pentru o frecvenţă mare a curentului de polarizare i_{if} este faptul că, deoarece în mod practic caracteristica $B_{RAF} = f(H_{AF})$ nu este perfect liniară, apar distorsiuni de intermodulaţie TID a inducţiei magnetice B_{RAF}. Acest fenomen implică apariţia tonurilor de interferenţă dintre armonicile semnalului audio şi curentul de polarizare i_{if} (distorsiuni TID). Diferenţele $f_{if} - f_{AF}$ se pot situa în banda de audiofrecvenţă cauzînd fenomene deosebit de neplăcute în momentul audiţiei programului sonor. Spre exemplu:

f_{if} = 50 KHz, f_{AP} = 9,8 KHz.
Armonica II: $f_{A2} = f_{if} - 2f_{AF} = 50 - 2x9{,}8 = 30{,}4$ KHz
Armonica III: $f_{A3} = f_{if} - 3f_{AP} = 50 - 3x9{,}8 = 20{,}6$ KHz
Armonica IV: $f_{A4} = f_{if} - 4f_{AF} = 50 - 4x9{,}8 = 10{,}8$ KHz.
Armonica V: $f_{A5} = f_{if} - 5f_{AF} = 50 - 5x9{,}8 = 1$ KHz.

Se observă că armonicile IV şi V se situează în banda de audiofrecvenţă şi, deşi curenţii i_{A4} şi i_{A5} corespunzători au amplitudinea mică, se însumează cu curentul i_{AF} (ce determină semnalul audio util) fapt deosebit de neplăcut în momentul audiţiei programului sonor. Datorită acestor considerente, odată cu folosirea unei caracteristici $B_{RAF} = f(H_{AF})$ cu o liniaritate cît mai bună, se caută să se lucreze cu un curent de polarizare i_{if} de frecvenţă cît mai mare. În acest caz fenomenele de interferenţă generează în banda de audiofrecvenţă armonice cu amplitudini foarte reduse, practic insesizabile în momentul audiţiei programului sonor.

1.5. Redarea înregistrării magnetice

Pentru redarea semnalului audio util înregistrat pe banda magnetică, aceasta se derulează prin faţa capului magnetic de redare, obligatoriu cu aceeaşi viteză cu care a fost trecută prin faţa capului magnetic de înregistrare. Variaţiile inducţiei magnetice remanente B_{REM} generează variaţii ale fluxului magnetic ce se închide prin banda magnetică şi capul magnetic de redare. Întrefierul capului magnetic de redare este constructiv mai mic decît cel al capului magnetic de înregistrare. În momentul redării, întrefierul obligă liniile de forţă ale fluxului magnetic să se închidă prin miezul feromagnetic al capului magnetic de redare. Prin construcţia lui, capul magnetic de redare trebuie să asigure fidelitatea semnalelor electrice determinate de inducţia remanentă a benzii magnetice B_{RAF}. În caz contrar, la redare apar distorsiuni de frecvenţă şi distorsiuni neliniare THD foarte dificil de înlăturat acţionînd asupra părţii electrice a preamplificatorului ce succede capul magnetic de redare. Banda magnetică induce o tensiune electromotoare în momentul trecerii prin faţa capului magnetic de redare:

$$E = k \cdot \phi_{RAF} \cdot f = \phi(f) \cdot f$$

unde:

$\phi(f)$ = fluxul magnetic generat de banda magnetică
ϕ_{RAF} = amplitudinea cîmpului magnetic
f = frecvenţa tensiunii induse
k = constantă de proporţionalitate

Dacă se presupune liniară caracteristica de înregistrare a benzii magnetice, amplitudinea fluxului magnetic ϕ_{RAF} rămîne constantă, independent de frecvenţa semnalului audio înregistrat. Se observă amplitudinea tensiunii electromotoare E, proporţională cu frecvenţa semnalului înregistrării, relaţie reprezentabilă printr-o dreaptă.

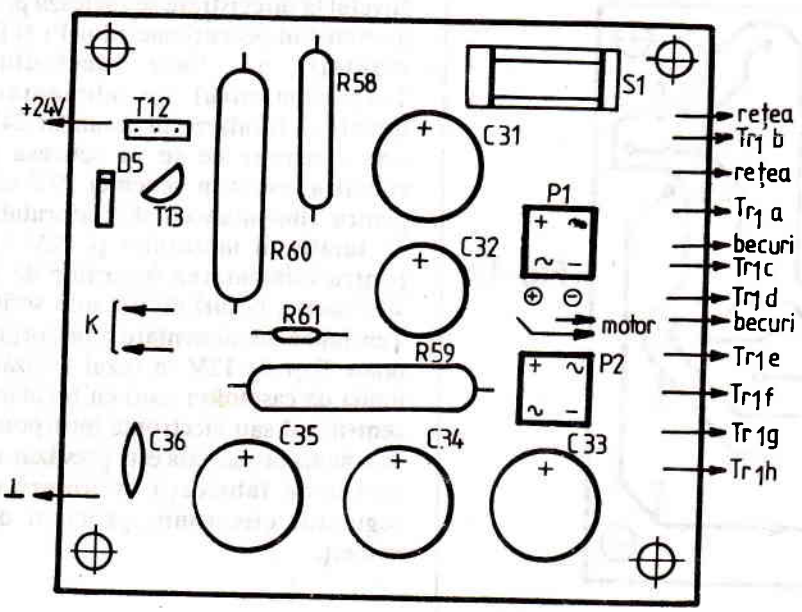


Fig. 13

$E = k \bullet \phi_{RAF} \bullet f$

Deoarece la o octavă frecvenţa se dublează, raportul celor două tensiuni E2/E1, deci amplificarea relativă pe octavă este de 6dB. Această dreaptă reprezintă forma ideală a tensiunii electromotoare generate la bornele capului magnetic de redare. În realitate, datorită unei complexităţi de factori ce se vor examina ulterior, odată cu creşterea frecvenţei, tensiunea electromotoare generată de capul magnetic de redare suferă modificări importante în ceea ce priveşte amplitudinea, iar caracterisitica de transfer tensiune/frecvenţă capătă o anumită alură.

1.6. Ecranarea magnetică

Cîmpurile magnetice exterioare perturbatoare (motor, transformator, reţea de alimentare etc.) pot induce în capetele magnetice de imprimare şi redare tensiuni electromotoare perturbatoare, manifestate la redare printr-un zgomot de fond deosebit de neplăcut. Pentru a reduce la limită acest lucru, se iau o serie de măsuri de protecţie în ceea ce priveşte forma şi dimensiunile capetelor magnetice de imprimare şi redare, concomitent cu aşezarea, poziţionarea lor şi ecranarea corespunzătoare a surselor de zgomot. Aceste măsuri de precauţie nu reduc însă la minim influenţa cîmpurilor magnetice perturbatoare exterioare. Datorită acestui fapt este necesară utilizarea unor ecrane magnetice pentru capetele magnetice de imprimare şi redare. Aceste ecrane sînt confecţionate dintr-un material cu permeabilitate magnetică mare. Influenţa cîmpurilor magnetice perturbatoare se micşorează în următoarele feluri:

— datorită reluctanţei scăzute a ecranului (comparativ cu reluctanţa spaţiului dintre ecran şi capul magnetic) cea mai mare parte a cîmpului magnetic perturbator se închide prin ecran fără însă a intra în miezul magnetic al capului magnetic;

— cîmpul magnetic perturbator, variabil în timp, provoacă în ecran apariţia unor curenţi turbionari, care la rîndul lor creează un cîmp magnetic de sens contrar cîmpului iniţial atenuîndu-l în cea mai mare parte.

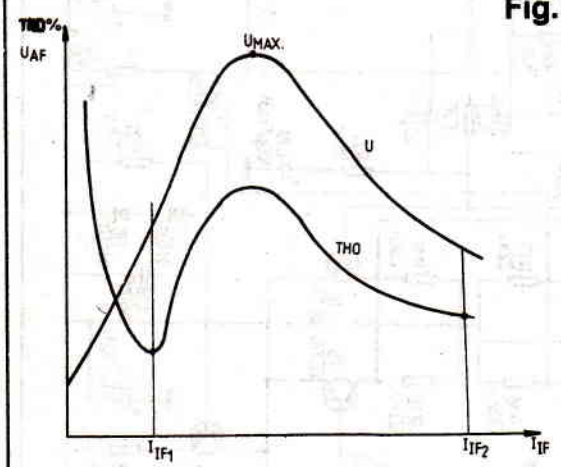
Efectul de ecranare datorat curenţilor turbionari depinde de rezistivitatea materialului din care este confecţionat ecranul magnetic, de permeabilitatea sa magnetică, de frecvenţa cîmpului magnetic perturbator şi de direcţia magnetică faţă de suprafaţa ecranului. La frecvenţă joasă (sute de Hz) curenţii turbionari influenţează în mică măsură ecranarea. În cazul apariţiei unor curenţi turbionari de frecvenţă înaltă (mii de Hz) acţiunea lor este importantă şi poate ameliora în mod concludent ecranarea. Pentru evaluarea eficienţei ecranării este stabilit coeficientul de ecranare, care reprezintă raportul dintre tensiunea electromotoare perturbatoare E_p indusă în cîmpul magnetic neecranat şi tensiunea electromotoare E_{pe} indusă în cîmpul magnetic ecranat.

$$A(dB) = 20 \log \frac{E_p}{E_{pe}}$$

În urma acestor încercări experimentale a rezultat că efectul de ecranare creşte iniţial repede cu grosimea ecranului, după care mărirea în continuare a grosimii acestuia nu mai este eficientă. Utilizarea unor ecrane prea groase este totodată neraţională din punct de vedere constructiv. Este mult mai avantajos a utiliza o serie de ecrane succesive subţiri, distanţate între ele. Cu un singur ecran avînd permeabilitatea magnetică relativă $\mu_R = 5000$ se atinge un coeficient de ecranare de 40 ... 50dB. Cu cît permeabilitatea magnetică a materialului din care este confecţionat ecranul magnetic este mai mare, cu atît coeficientul de ecranare are valori mai mari. Din acest considerent se utilizează practic ecrane magnetice confecţionate din permaloy sau alt material cu permeabilitate magnetică ridicată. În vederea obţinerii unei bune ecranări şi în domeniul frecvenţelor înalte, se utilizează pe lîngă un ecran din permaloy şi un al doilea ecran suplimentar din cupru. Acţiunea de ecranare a cuprului creşte proporţional cu frecvenţa, iar cu cît ecranul este mai gros cu atît frecvenţa de la care începe acţiunea efectivă de ecranare este mai joasă. În fig. 17 se observă modul de variaţie în funcţie de ecranarea aleasă. Diagrama 2 este trasată pentru un cap magnetic ecranat doar cu un ecran din permaloy. Diagrama 3 se obţine în urma folosirii a două ecrane din permaloy. Un coeficient de ecranare de cca. 20dB se obţine folosind 3 ecrane succesive din permaloy - diagrama 5. Dacă în locul ecranului intermediar din permaloy se foloseşte un ecran din cupru, ecranarea în banda frecvenţelor joase scade foarte puţin, iar la frecvenţe foarte înalte se obţine un efect favorabil - diagrama 4. În mod practic se alege o variantă de ecranare în funcţie de calităţile finale urmărite pentru cele două capete magnetice în ceea ce priveşte mărimea coeficientului de ecranare.

(Continuare în numărul viitor)

Fig. 16



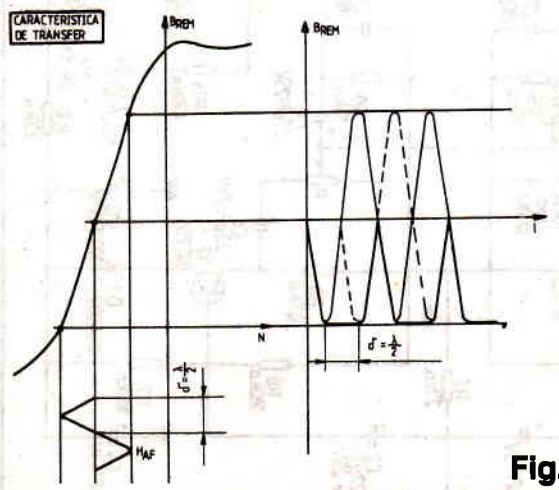


Fig. 18

Fig. 17

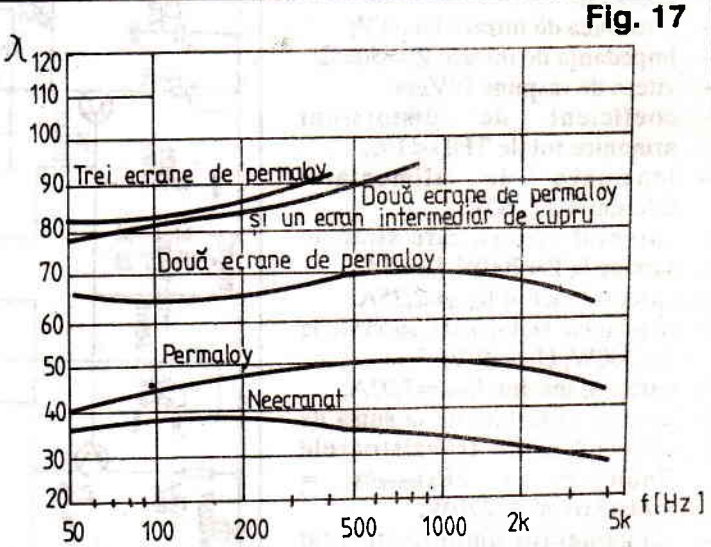
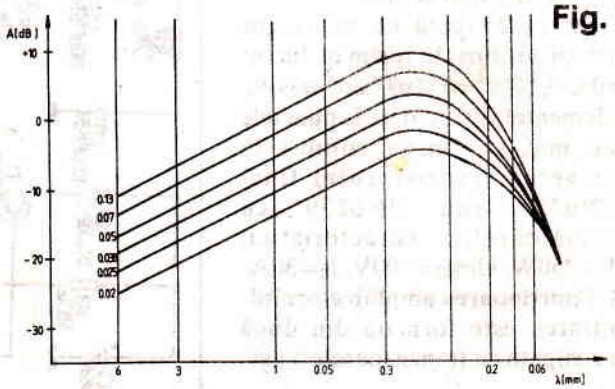


Fig. 19



AMPLIFICATOR DE PUTERE

ing. Marin Laurenţiu

Elementul principal al unui lanţ electroacustic îl reprezintă amplificatorul de putere. Revistele de specialitate au oferit în paginile lor nenumărate scheme electronice şi cablaje de amplificatcare audio de putere între 1 şi 100W.

Obţinerea unei puteri audio mai mari de 100W este dificilă, ea realizîndu-se prin dublarea etajului final de 100W prin folosirea conexiunii în punte şi a legării în paralel a tranzistoarelor finale. Amatorilor HI-FI AUDIO le propunem obţinerea acestei puteri folosind numai o singură pereche de tranzistoare.

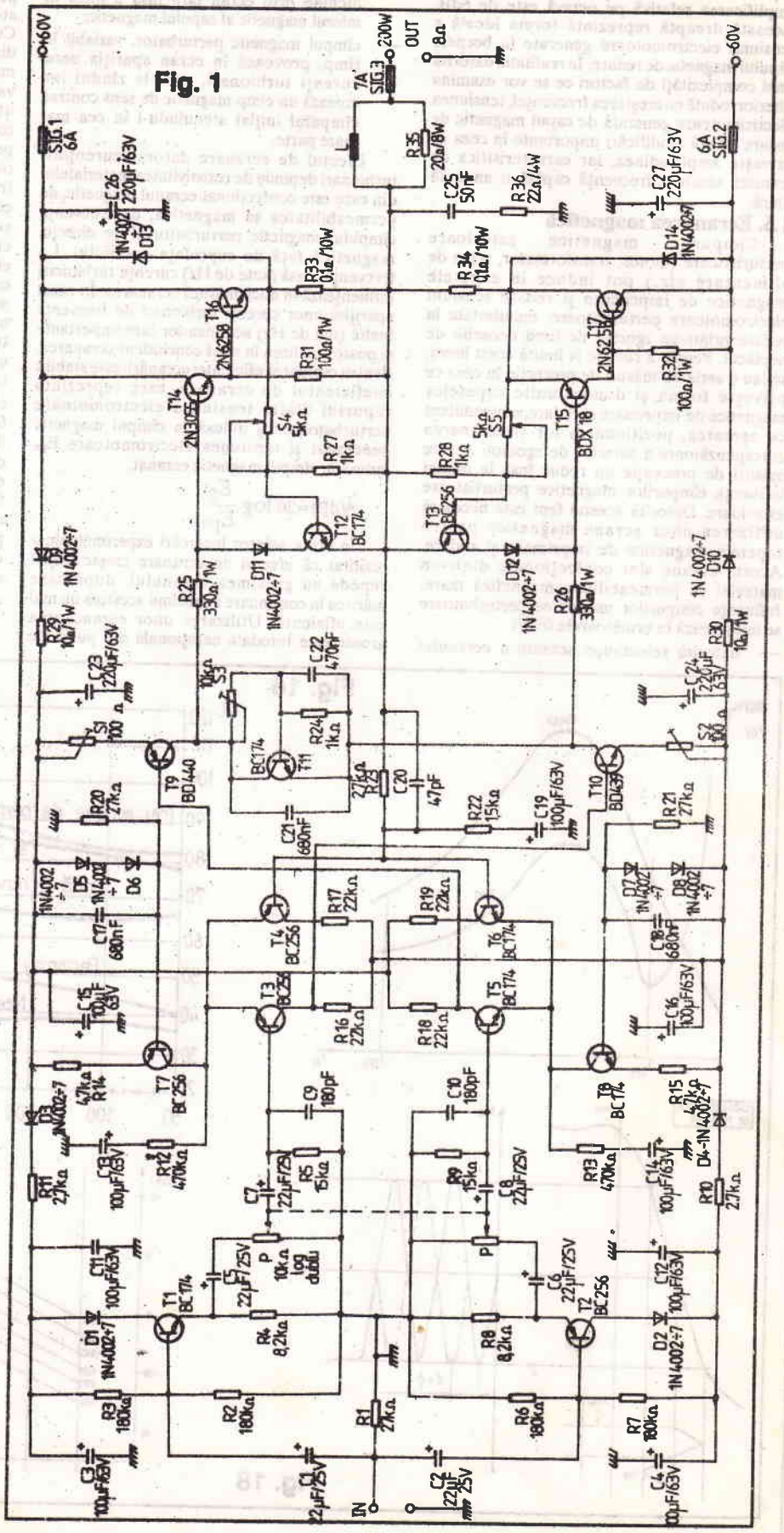
A. Schema electrică prezentată în fig. 1 are următoarele caracteristici:

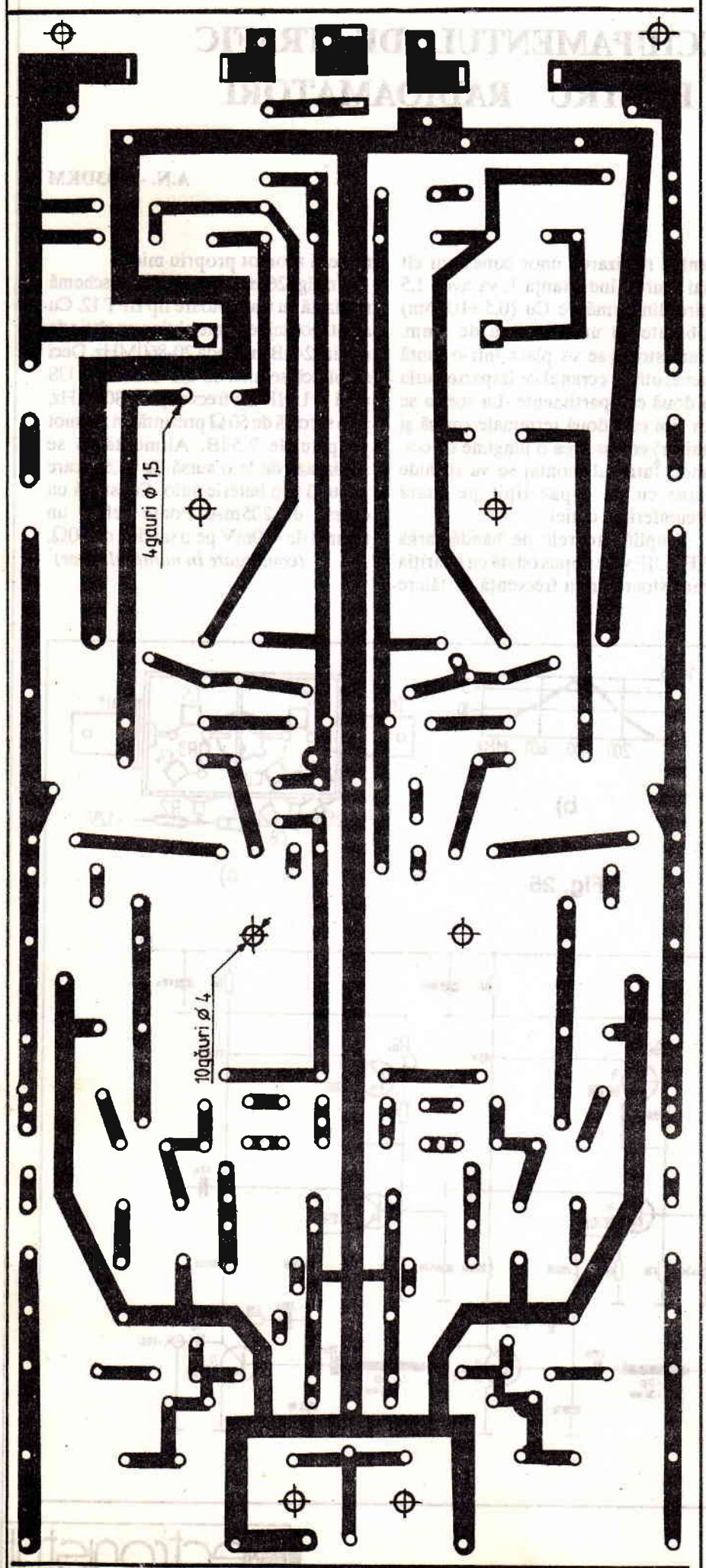
- funcţionare în clasă AB;
- simetrie perfectă în toate etajele de amplificare;
- impedanţa de ieşire $Z_{OUT}=8\Omega$;
- banda audio reprodusă 20 - 20000Hz;
- tensiunea de intrare Ui=1V;
- impedanţa de intrare $Z_i \approx 50k\Omega$;
- viteza de răspuns 10V/μs;
- coeficient de distorsiuni armonice totale THD<1%;
- tensiunea de alimentare: diferenţială ±60V;
- curentul eficace care străbate sarcina la P=200W, $I_{ef}=5A$;
- curentul mediu $I_{med}=2,25A$;
- tensiunea la bornele sarcinii la P=200W, $U_{ef}=40V$;
- curentul maxim: $I_{max}=7,07A$;
- puterea absorbită de la sursa de alimentare de tranzistoarele finale; $P_0 = 2E_aI_{max}/\pi = 2x60x7,07/\pi \cong 270W$;
- randamentul amplificatorului $\eta=200W/270W\cong 74\%$;
- puterea disipată de un singur tranzistor final în regim de lucru: $P_{dis}=0,85E_a^2/Z\pi^2=0,85x60^2/8\pi^2\cong 39W$;
- elementele prezentate la punctele de mai sus m-au condus la alegerea tranzistorului final 2N6258 sau 2N6259 cu următoarele caracteristici: P=250W, $U_{CE0}=100V$, $I_c=30A$.

B. Funcţionarea amplificatorului

Intrarea este formată din două etaje echipate cu tranzistoarele T_1 şi

Fig. 1





T_2 (amplificatoare de tensiune) în conexiune emitor comun, cu funcţia de adaptare a impedanţelor. Rolul acestor etaje este de a tranfera etajelor diferenţiale echipate cu tranzistoarele $T_3 \div T_6$ un semnal reglabil prin intermediul potenţiometrului P. Componenta continuă a semnalului este reţinută de condensatoarele C_5 şi C_6 dispuse în serie cu potenţiometrul dublu P. În continuare componentele amplificate "atacă" tranzistoarele T_3 şi T_5 fiind din nou amplificate (aceste tranzistoate sînt alimentate de generatoarele de curent constant echipate cu tranzistoarele T_7 şi T_8). Tranzistoarele T_4 şi T_6 primesc pe bazele lor semnalul de reacţie negativă globală prin grupul R_{23}, C_{20}.

Compensarea termică şi funcţionarea optimă a montajului sînt asigurate de tranzistorul T_{11} conectat în montaj superdiodă şi care este alimentat de generatoarele de curent constant echipate cu tranzistoarele T_9 şi T_{10}. Prin intermediul său se poate regla polarizarea tranzistoarelor prefinale T_{14} - T_{15} şi deci curentul de mers în gol al tranzistoarelor finale de putere T_{16} şi T_{17}. Protecţia acestora din urmă este realizată de tranzistoarele T_{12} şi T_{13}, care vor intra în funcţiune separat sau simultan în cazul în care T_{16} şi/sau T_{17} sînt străbătuţi de curenţi mai mari decît cei de regim optim de funcţionare.

Ieşirea se face prin intermediul grupului L - R_{35}, necesar opririi eventualelor oscilaţii acustice, acelaşi rol avîndu-l şi circuitul C_{25}, R_{36} montat în paralel pe sarcină.

(Continuare în numărul viitor)

Fig. 2

ECHIPAMENTUL DE TRAFIC PENTRU RADIOAMATORI

A.N. - YO3DKM

(Continuare din numărul trecut)

Montajul din fig. 25 este destinat echipamentului pentru banda de 432MHz. Are în componenţa sa un tranzistor tip BFT66 care permite obţinerea unui cîştig de 14dB la un zgomot de 1,5dB (fig. 25b). În fig. 25c este ilustrat modul de realizare practică a montajului care se poate cupla între antenă şi receptor. Pentru o eficacitate mai ridicată acesta se va plasa cît mai aproape de antenă, fiind telealimentat. Dacă se renunţă la conectorii tip BNC, cablul coaxial se va cupla în acelaşi mod, avînd grijă pentru realizarea unor conexiuni cît mai scurte. Inductanţa L va avea 1,5 spire din sîrmă de Cu (0,5÷0,8mm) bobinate cu un diametru de 8mm. Tranzistorul se va plasa într-o fantă prevăzută în ecranul ce împarte cutia în două compartimente. La acesta se vor lipi cele două terminale (masă şi emitor) ce vor avea o lungime de cca. 2mm. Întregul montaj se va închide etanş cu un capac lipit pe toată circumferinţa cutiei.

Amplificatoarele de bandă largă FIF - UIF s-au impus odată cu apariţia tranzistoarelor cu frecvenţă de tăiere mare şi zgomot propriu mic.

În fig. 26 este prezentată o schemă realizată cu tranzistoare tip BFT 12. Cu acest montaj se poate obţine un cîştig de minim 24dB în banda 20-860MHz. Deci amplifică semnalele din domeniul US pînă în UHF. La frecvenţa de 800MHz, pe o sarcină de 60 Ω prezintă un zgomot propriu de 7,5dB. Alimentarea se realizează de la o sursă de 13,5V care poate fi şi o baterie auto. Consumă un curent de 205mA. Poate debita un semnal de 400mV pe o sarcină de 60Ω.

(continuare în numărul viitor)

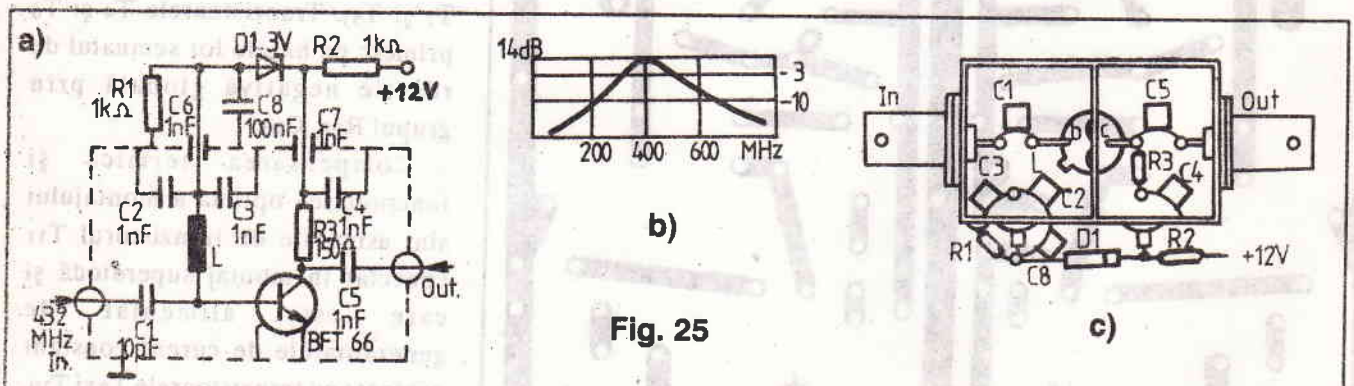
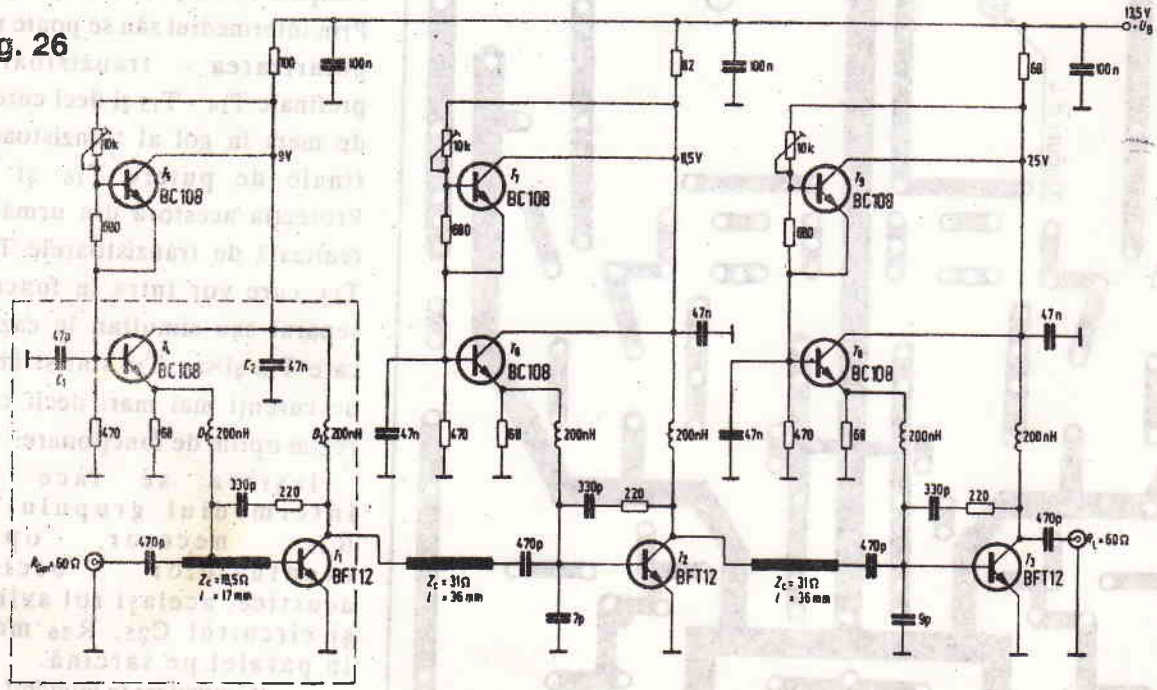


Fig. 25

Fig. 26



UTILIZAREA EFICIENTĂ A CABLULUI DE ANTENĂ

VIDEO-TV

ing. Dan Ţapicu

(Continuare din numărul trecut)

Dispozitivul de comutare utilizat în acest caz este dioda de comutare planar - epitaxială cu siliciu (BA 243, BA 244 sau BA 182). Fig. 6 a reprezintă dioda în regim de comutaţie iar fig. 6 b în regim de blocare. În conducţie (la un curent de polarizare de 2 ... 10 mA) dioda prezintă o rezistenţă dinamică rd≤1 ohm în serie cu o inductanţă L (determinată de terminalele diodei). În stare de blocare dioda va prezenta o rezistenţă dinamică Rd mare, o capacitate Cd (capacitate de barieră a joncţiunii) şi aceaşi inductanţă L. Diodele avînd capsule mini, inductanţa terminalelor este neglijabilă. Rd (zeci de Mohmi) fiind foarte mare poate fi de asemenea neglijat. Astfel dioda apare ca un comutator de semnal aproape ideal. Diodele BA 244 avînd capacitate Cd mai mică sînt utilizate în UIF.

Schemele electrice practice a două comutatoare sînt prezentate în fig. 7, respectiv 8.

În cazul în care nu este necesară alimentarea prin cablu coaxial a unor amplificatoare conectate la intrările 1 pentru tensiune pozitivă şi 2 pentru tensiune negativă, se utilizează schema din fig. 7. Schema din fig. 8 se foloseşte atunci cînd amplificatorul (alimentat prin cablu coaxial) nu are montate la ieşirea de semnal diodele D respectiv D' cum este arătat în fig. 16. În acest caz, cu schema din fig. 7 s-ar obţine o polarizare inversă a etajelor amplificatorului, lucru care nu este de dorit. Pentru alimentarea prin cablu coaxial se elimină unul din condensatoarele C2 sau C3 pentru fig. 7, respectiv C7 sau C8 pentru fig. 8, înlocuindu-se cu ştrapuri.

Pentru fig. 7, la aplicarea unei tensiuni pozitive între borna 3 şi masă se deschid diodele D4 şi D2 şi se

Fig. 11

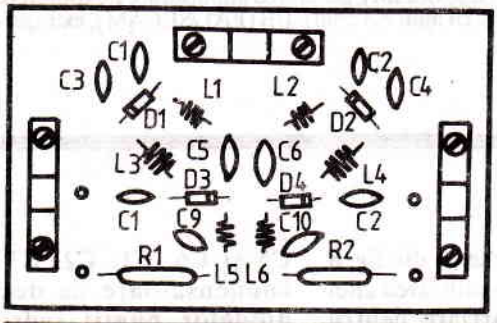
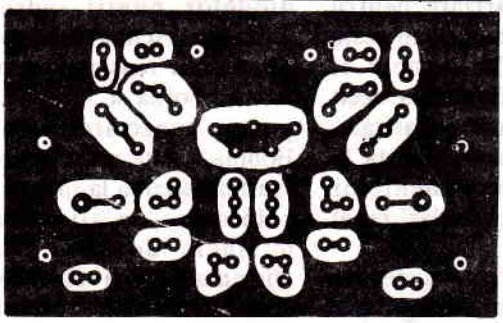


Fig. 12



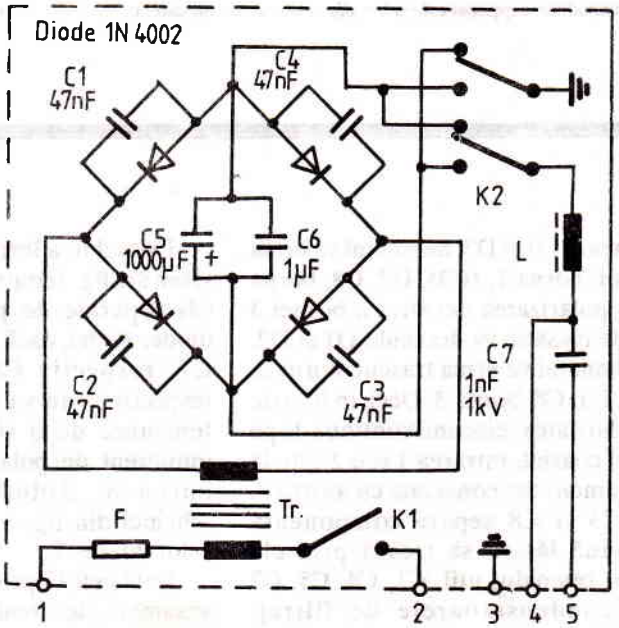


Fig. 13

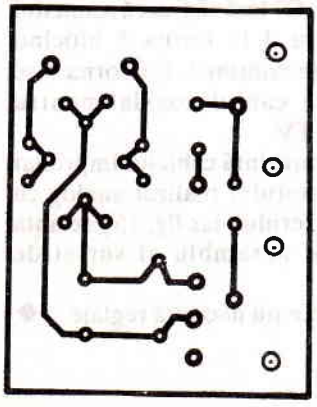


Fig. 14

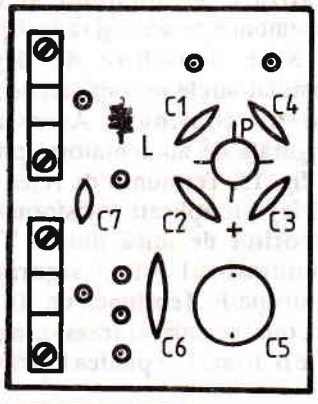


Fig. 15

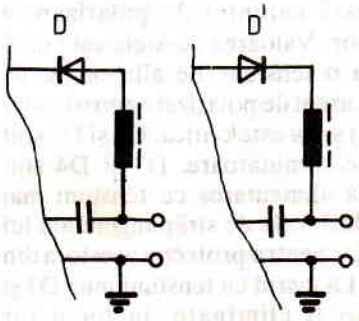


Fig. 16

DECODOARE DE CULOARE PENTRU TELECOLOR ŞI CROMATIC

ing. Şerban Naicu

Diferenţa dintre receptoarele T.V. alb-negru (a-n) şi color încep de la etajul de demodulare (detecţie) de videofrecvenţă (V.F.). Pînă la acest etaj (inclusiv) se urmăreşte refacerea semnalului video complex transmis de emiţător. Acest semnal video complex (SVC) obţinut după detecţia de V.F. este utilizat în T.V. a-n pentru comanda amplificatorului de videofrecvenţă (A.V.F.), a sincroseparatorului şi a circuitului de reglaj automat al amplificării (R.A.A.). La receptoarele T.V. color semnalul videocomplex color (S.V.C.C.) este utilizat şi pentru obţinerea informaţiei de culoare care se transmite "codat", în funcţie de sistemul de televiziune în culori folosit (NTSC, SECAM, PAL) şi ca urmare este necesară "decodarea" ei. În acest scop se utilizează decodorul de culoare.

Prin decodare se înţelege, în principiu, ansamblul operaţiunilor care se efectuează asupra subpurtătoarei modulate (extrasă din semnalul video complex color) pentru a fi reconstituite cele trei semnale video - diferenţă de culoare, necesare atacului catozilor tubului cinescop tricrom, prin intermediul matricii RGB (Red - Green - Blue). Decodorul de culoare mai conţine şi un etaj de blocare automată a culorii (B.A.C.). Acesta furnizează o tensiune care blochează întreaga cale de crominanţă, suprimînd semnalele de culoare la ieşire. Rezultă astfel o imagine alb-negru, dacă:

— semnalul recepţionat este alb - negru;
— semnalul recepţionat este color, dar este codat în alt sistem;
— nivelul semnalului recepţionat este insuficient (din cauza instalaţiei de antenă);
— receptorul T.V. nu este acordat pe semnalul respectiv, sau există un defect pe modulul decodor.

În cele ce urmează vor fi analizate numai decodoarele utilizate în receptoarele color de tip TELECOLOR 4106 şi 4507, CROMATIC şi CROMATIC 02. Aceste televizoare utilizează decodoare bisistem de tip PAL - SECAM, cu comutare automată.

Din anumite cauze, care ţin de modul de realizare practică al conceptului teoretic, decodorul de culoare din aceste televizoare cuprinde atît modulul DECODOR (care va furniza la ieşire semnalele diferenţă de culoare E_R-E_Y şi E_B-E_Y) cît şi modulul VIDEO (care furnizează semnalul E_G-E_Y). Deci, în cele ce urmează, vor fi prezentate aceste module împreună.

La familiile de T.V. color enumerate mai sus există două tipuri de module DECODOR şi VIDEO, care sînt interschimbabile, dar cu efectuarea unor modificări pe ansamblul şasiu, care vor fi prezentate în continuare.

Astfel, receptoarele T.V. color de tip TELECOLOR 4106 şi CROMATIC utilizează modulul DECODOR de tip P11898-00, iar modulul VIDEO de tip P23609-000.

Modulul DECODOR conţine patru C.I. care asigură următoarele funcţiuni:

MCA 640 - amplificator de crominanţă (PAL/SECAM), identificare (SECAM), comanda blocării automate a culorii (PAL/SECAM), generarea impulsurilor de comutaţie de frecvenţa $f_H/2$, cu ajutorul unui CBB (PAL/SECAM), extragerea semnalului

blochează D1 şi D3. Semnalul va urma traseul: borna 1, (C3), D2, C8, borna 3. La polarizarea negativă a bornei 3 faţă de masă se va deschide D1 şi D2, iar semnalul va urma traseul: borna 2, (C2), D1, C8, borna 3. Deci, în funcţie de polaritatea tensiunii continue de pe cablul coaxial, intrarea 1 sau 2 este la un moment dat conectată cu ieşirea 3. C2, C3 şi C8 separă componenta continuă lăsînd să treacă prin ele numai semnalul util. C1, C4, C5, C7 sînt condensatoarele de filtraj. Şocurile L1, L2, L3, L4, L5 lasă să treacă prin ele componenta continuă blocînd semnalul. Rezistenţa R limitează curentul de polarizare a diodelor. Valoarea acesteia este dată pentru o tensiune de alimentare de 24V (curent de polarizare aproximativ 15mA) şi nu este critică. D1 şi D2 sînt diodele comutatoare. D3 şi D4 sînt utile la alimentarea cu tensiuni mai mari decît cele de străpungere ale lui D1 şi D2 pentru protecţia acestora din urmă. La lucrul cu tensiuni mici D3 şi D4 pot fi eliminate, în locul lor punîndu-se ştrapuri.

Deosebirea între schema din fig. 8 şi cea din fig. 7 constă în utilizarea unei căi separate de polarizare pentru diode. Astfel, dacă se face ştrap peste C7, respectiv C8, la bornele 1, respectiv 2 nu va putea exista decît tensiunea de o singură polaritate, indiferent de polaritatea aplicată la borna 3. Rolul componentelor schemei din fig. 8 este acelaşi cu al celor din fig. 7.

Cablajele imprimate şi desenele de ansamblu ale circuitelor din fig. 7 şi 8 sînt reprezentate la scara 1:1 în fig. 9 şi 10, respectiv 11 şi 12. Tehnica de realizare a cablajelor şi cea de ansamblu este aceeaşi ca la diplexer.

Spre deosebire de diplexer, comutatoarele necesită alimentare în curent continuu. Aceasta este asigurată de alimentatorul prezentat în fig. 13. Tensiunea de reţea (220V, 50Hz) este aplicată transformatorului coborîtor de mică putere Tr. prin comutatorul K1 şi siguranţa de protecţie F. Tensiunea de 10 ... 20 V a.c. din secundarul transformatorului este redresată de puntea P şi filtrată de C5 şi C6. C1, C2, C3 şi C4 sînt condensatoare de decuplare ale diodelor punţii redresoare. K2 foloseşte la schimbarea polarităţii faţă de masă a tensiunii la borna 4. La această bornă se leagă cablul coaxial pentru conectarea comutatorului. Bobina L este un şoc care împiedică scurtcircuitarea la masă a semnalului prin sursa de alimentare. Toate bobinele de şoc, atît cea din alimentator cît şi cele din schemele de comutatoare sînt identice. Ele se realizează pe perle de ferită avînd fiecare 5 spire din sîrmă CuEm cu ϕ=0,3 mm. C7 lasă să treacă semnalul de la borna 4 la borna 5 blocînd componenta continuă. La borna 5 se conectează cablul coaxial pentru receptorul TV.

Fig. 14 prezintă cablajul imprimat al alimentatorului realizat analog cu cel al diplexerului, iar fig. 15 prezintă desenul de ansamblu al sursei de alimentare.

Circuitele nu necesită reglaje. ◆

de sincronizare a culorii-burst (PAL);

MCA 650 - separarea semnalelor de crominanţă şi demodularea lor (PAL/SECAM);

MCA 540 - regenerarea subpurtătoarei PAL, a tensiunii de identificare, reglarea automată a amplificării semnalului de crominanţă, comanda BAC (PAL);

B342D - amplificarea tensiunii de comutare automată a sistemului (CAS).

Modulul VIDEO conţine două C.I. care au următoarele roluri:

MCA 660 - amplifică semnalele diferenţă de culoare, reface semnalul E_G-E_Y, amplifică şi axează semnalul de luminanţă E_Y, realizînd stingerea pe linii şi cadre, reglează saturaţia, strălucirea şi contrastul, limitează curentul de fascicul;

A232D - formează semnalele E_R, E_G, E_B prin matriciere, amplifică controlat aceste semnale pentru a putea face reglajul nivelului de alb, axează aceste semnale pe nivel variabil pentru a efectua reglajul punctului de negru şi introduce impulsurile de stingere linii şi cadre pe semnalele E_R, E_G, E_B.

Televizoarele tip TELECOLOR 4507 şi CROMATIC 02 sînt echipate cu modulul DECODOR P23756-000 şi modulul VIDEO P23755-000, a căror schemă bloc este prezentată în fig. 1.

Modulul DECODOR conţine două C.I. din seria 3500 care asigură următoarele funcţiuni:

A3510D - amplificator de crominanţă reglabil, etaj de ieşire (crominanţă) cu comutator automat de sistem, circuit de stingere pentru burst, oscilator de referinţă pe 8,8MHz cu divizor 2:1 pentru obţinerea semnalelor de referinţă necesare demodulatoarelor, comparator de fază dintre burst şi semnalul generat de OL, circuit pentru obţinerea tensiunii de referinţă necesară RAASC, circuit pentru obţinerea tensiunii de blocare automată a culorii şi a tensiunii de sincronizare în fază a CBB (a comutatorului PAL), două demodulatoare sincrone pentru semnalele E_R-E_Y şi E_B-E_Y cu circuite de stingere, circuit basculant bistabil şi comutator PAL, etajele de ieşire a semnalelor E_R-E_Y şi E_B-E_Y, controlate de circuitul de blocare automată a culorii prin comutarea unor niveluri de tensiune continuă.

A3520D - amplificator de crominanţă reglabil, etaje limitatoare pentru semnalele directe şi întîrziate, comutator SECAM, circuit de identificare pe linii, generator impulsuri axare, demodulatoare MF (E_R-E_Y şi E_B-E_Y) cu buclă PLL, circuite de stingere pe linii şi cadre şi pentru restabilirea nivelului de negru, etaje de ieşire cu impedanţă joasă controlate de circuitul de blocare automată a culorii (comutare a-n/color şi PAL/SECAM).

Deci, C.I. A3510D este decodor PAL iar C.I. A3520D este decodor SECAM.

Modulele VIDEO din televizoarele TELECOLOR 4507 şi CROMATIC 02 sînt echipate cu C.I. din seria 3500 cu 28 pini, de tip A3501D, care asigură următoarele funcţiuni:

A3501D - matrice E_G-E_Y, matrice E_R, E_G, E_B, reglaj liniar al saturaţiei, contrastului şi strălucirii, axare, stingere pe linii şi pe cadre, stabilizarea nivelurilor etajelor de ieşire E_R, E_G, E_B cu amplificatoare diferenţiale cu reacţie reglabilă la intrare şi limitarea curentului de fascicul.

Modulele DECODOR şi VIDEO utilizate în receptoarele T.V. color TELECOLOR 4507 şi CROMATIC 02 se pot folosi în locul modulelor similare de la TELECOLOR 4106 şi CROMATIC (de tip mai vechi) cu efectuarea prealabilă a următoarelor modificări pe placa de şasiu:

1) Se elimină următoarele componente:

— tranzistorul pnp VT 6604 (de tip SC 307D);
— condensatorul electrolitic C 6621 (10μF/40V);
— rezistenţa R 6630 (8,2KΩ/ 10%/ 0,25W), conectată între baza şi emitorul tranzistorului VT 6604, înlocuindu-se cu un ştrap;
— rezistenţa R 6624 (10KΩ/10%/0,25W), conectată în punctul comun bază al tranzistorului VT 6604 şi colector al tranzistorului VT 6601, înlocuindu-se cu un ştrap;

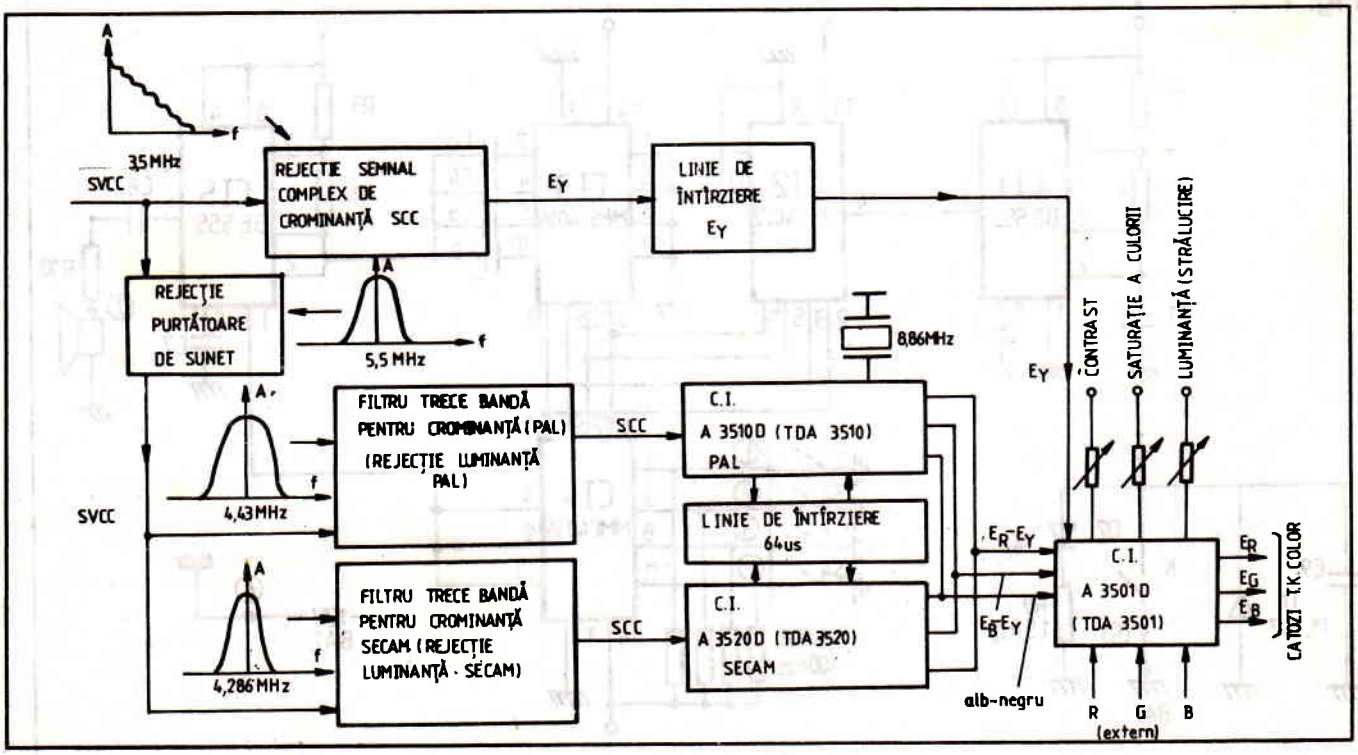
2) Se modifică următoarele componente:

— condensatorul electrolitic C 6603 din 4,7μF/63V în 47μF/10V;
— rezistenţa R 6605 din 750Ω/ 5%/ 0,25W în 620Ω / 5%/ 0,25W.

3) se introduc următoarele componente, care au locul inscripţionat pe placa de şasiu:

— şocul LD 6302 (20μH), între terminalul 8 al modulului DECODOR şi terminalul 10 al modulului VIDEO;
— şocul LD 6303 (20μH), între terminalul 9 al modulului DECODOR şi terminalul 9 al modulului VIDEO;
— condensatorul ceramic C 6302 (150 pF/ 10%/ 63V) de la terminalul 9 al modulului VIDEO la masă;
— condensatorul ceramic C 6303 (150 pF/ 10%/ 63V) de la terminalul 10 al modulului VIDEO la masă.

Efectuînd operaţiunile inverse, se pot monta pe receptoarele T.V. color de tip TELECOLOR 5407 şi CROMATIC 02 (în locul modulelor DECODOR şi VIDEO cu care acestea sînt echipate în mod normal) modulele corespunzătoare televizoarelor TELECOLOR 4106 şi CROMATIC. ◆



ELECTRONICĂ AUTO

AVERTIZOR SONOR AUTO

Gaudenţiu Vărzaru

Generalităţi

Faţă de alte semnalizatoare acustice descrise în literatura de specialitate (ex. Electronica peste tot - I.C. Boghiţoiu, Echipamentul electronic al automobilului - N. Drăgulănescu, M. Ciucă, Supervizor auto - N. Marinescu în Tehnium 10 (88)), cel prezentat în continuare are mai multe tonuri. Astfel conducătorul auto ştie în momentul apariţiei unui eveniment ce anume s-a întîmplat fără a mai trebui să urmărească lămpile de semnalizare de pe bord. Un alt avantaj al schemei propuse se remarcă în cazul apariţiei simultane a două (sau chiar mai multor) evenimente, astfel fiind toate semnalizate, fără a fi condiţionate de încetarea unuia. Avertizorul propus realizează aceste două funcţiuni deoarece: 1) fiecărei situaţii de semnalizat (lipsă lichid frînă, lipsă carburant, frînă de mînă trasă, frînă de serviciu acţionată) i se atribuie cîte un ton distinct; 2)testarea stărilor de semnalizare se face secvenţial.

Ca urmare avertizorul sonor auto propus se dovedeşte a fi foarte util în practica de conducere a automobilului deoarece conducătorul nu trebuie să se deconcentreze de la observarea traficului. În plus informaţia sonoră este independentă de arderea becului avertizorului optic.

Montajul sonor auto este realizat cu circuite integrate bipolare şi CMOS, iar alimentarea se face de la bateria autoturismului. Punerea în funcţiune se realizează o dată cu trecerea cheii de contact pe poziţia de lucru, fiind semnalizată prin aprinderea unei diode electroluminiscente (prezenţa tensiunii de alimentare). Semnalul acustic este redat prin intermediul unui difuzor sau al unei capsule telefonice.

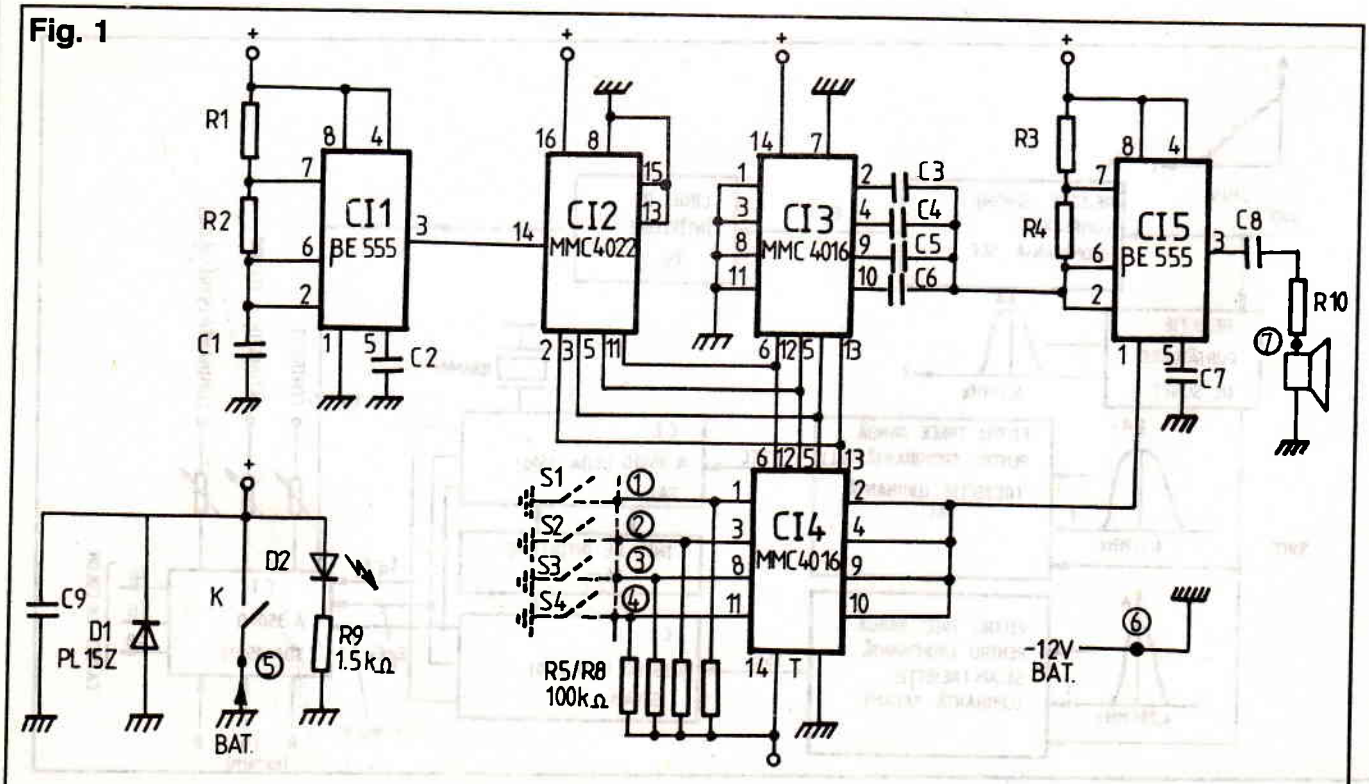
Avertizorul sonor propus este conceput să semnalizeze următoarele evenimente: frînă de mînă trasă, lipsă lichid de frînă, lipsă carburant, acţionarea frînei de serviciu.

Descriere şi funcţionare

Schema electrică prezentată în fig. 1 conţine un generator de tact (CI_1), un numărător (CI_2), opt comutatoare bilaterale (CI_3 şi CI_4) şi un oscilator de audio frecvenţă (CI_5). Generatorul de tact realizat cu temporizatorul βE555 furnizează un semnal dreptunghiular care constituie semnalul de ceas al unui numărător Johnson cu ieşiri decodificate (MMC4022). Frecvenţa acestui semnal poate fi modificată prin alegerea convenabilă a valorilor rezistoarelor R_1 şi R_2 şi a condensatorului C_1. Ieşirile numărătorului sînt în mod normal în starea "0" şi trec în "1" numai în momentul decodificării, stare pe care o păstrează un interval de timp egal cu o perioadă a semnalului de ceas.

(Continuare în numărul viitor)

Fig. 1



UTILIZAREA OSCILOSCOPULUI

ing. A. Nicolae

Măsurarea parametrilor componentelor pasive (RLC)

Pentru determinarea valorii unui rezistor necunoscut se poate utiliza metoda comparaţiei. Se realizează montajul din fig. 13 unde rezistorul etalon Re poate fi o cutie decadică sau chiar un potenţiometru gradat. Rezistorul necunoscut Rx se cuplează la bornele A-B iar osciloscopul la bornele C-D. Montajul se alimentează de la o sursă a cărei tensiune (continuă sau alternativă) trebuie să se menţină constantă pe parcursul măsurătorii. Cu comutatorul k pe poziţia II se reglează osciloscopul astfel încît amplitudinea semnalului să fie suficientă pentru o citire corectă. Se trece comutatorul K pe poziţia I şi se reglează din rezistorul etalon pînă cînd amplitudinea semnalului devine egală cu cea anterioară. În acest moment valoarea lui Re este egală cu Rx. Valoarea rezistorului R se alege astfel încît citirile să fie comode şi acesta să nu se încălzească la valori mici ale lui Rx, cînd curentul atinge valoarea maximă. Un curent de 1mA prin R este suficient pentru scopul propus (exemplu: dacă U=10V rezultă R=10KΩ/0,5W). Determinări precise ale rezistorului se realizează cu ajutorul unei punţi, ca în fig. 14. În acest caz osciloscopul joacă rolul detectorului de nul (semnal minim). Ca şi în cazul precedent se poate utiliza o sursă de curent continuu sau alternativ de joasă frecvenţă. La început se poziţionează osciloscopul pe sensibilitatea cea mai mică. După conectarea rezistorului necunoscut Rx se începe reglajul lui Re în vederea găsirii unui minim de semnal. Dacă amplitudinea vizualizată scade, se măreşte amplificarea pe verticală (sensibilitatea) pînă se obţine un nivel corespunzător. Se reface din nou reglajul din Re alternînd cu mărirea sensibilităţii pînă cînd semnalul dispare complet (sau aproape complet) de pe ecranul osciloscopului. Valoarea rezistorului Rx se citeşte pe cursorul (cursoarele) etalonului Re.

Măsurarea capacităţilor se poate efectua tot cu montajele din fig. 13 şi 14 dar cu menţiunea că în locul rezistorului etalon Re se va prevedea o capacitate etalon Ce. De asemenea tensiunea de alimentare Ust va fi alternativă. Dacă semnalul este preluat de la un transformator de reţea pot fi măsurate valori de la cca. 10nF în sus. Pentru determinarea valorilor mai mici trebuie un semnal de ordinul zecilor sau sutelor de KHz. Din cauza capacităţii de intrare a osciloscopului nu se pot efectua măsurători precise sub 50pF.

O metodă practică, la îndemîna constructorilor, este ilustrată în fig. 15. Cu ajutorul acestui montaj pot fi determinate valorile capacităţilor şi inductanţelor utilizate în schemele de radiofrecvenţă. Pentru a nu avea erori mari de citire este necesar ca valorile lui C1 şi C2 să fie de 10-20 de ori mai mici decît capacitatea lui Ce (Cx). În cazul în care se determină valoarea inductanţei Lx se va prevedea în circuit o capacitate Ce cunoscută. Se reglează valoarea frecvenţei pînă cînd pe ecranul osciloscopului se obţine un maxim de semnal. În acest moment circuitul este la rezonanţă şi valoarea inductanţei se determină cu formula $L=1/4\pi^2f^2Ce$. De aici derivă şi inductanţa specifică a miezului utilizat $A_L=L/n^2$, unde L este inductanţa în [nH] iar n este numărul de spire.

(Continuare în numărul viitor)

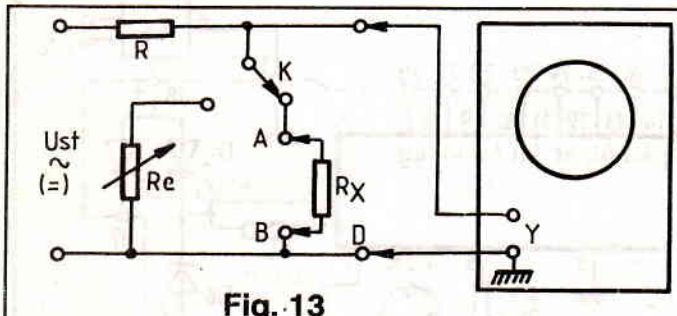


Fig. 13

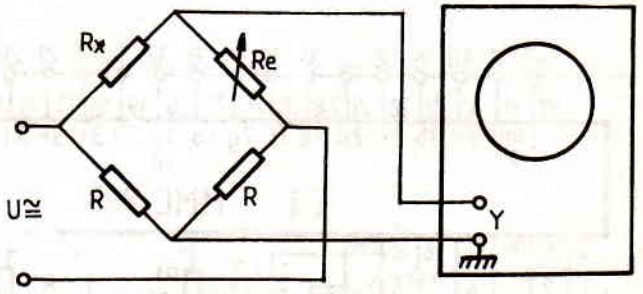


Fig. 14

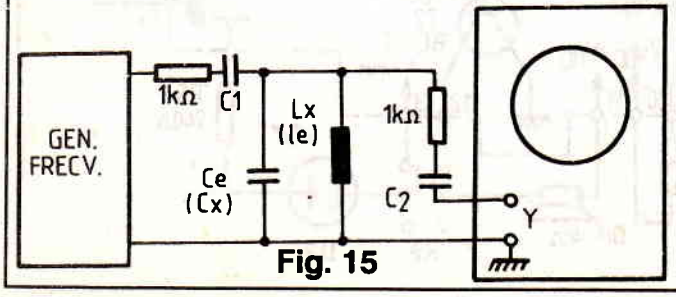


Fig. 15

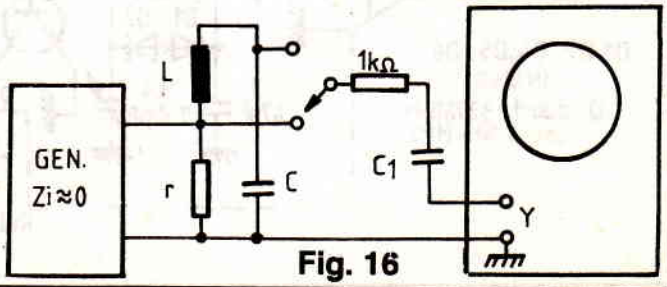


Fig. 16

CEAS ELECTRONIC

student Popovici Laurenţiu

Avantajele oferite de ceasurile electronice au făcut ca acestea să se impună, în scurt timp, în faţa celor mecanice.

În cele ce urmează este prezentată schema unui ceas electronic ce utilizează circuitul integrat MMC353, de tip CMOS, produs de Microelectronica. Spre deosebire de alte circuite integrate pentru ceasuri electronice, MMC353 prezintă unele avantaje:

— nu necesită o interfaţă pentru afişaj;
— afişajul electronic utilizat poate fi cu catod comun sau cu anod comun;
— pentru obţinerea frecvenţei de oscilaţie pot fi folosite două tipuri de cuarţuri (la alegere): de 32768Hz sau de 4,194MHz.

Caracteristicile acestui ceas sînt următoarele:

— afişează ora şi minutele în mod continuu în format de 12 ore, cu LED indicator AM/PM;
— alarmă programabilă pe durata a 24 ore;
— buton pentru întreruperea alarmei pe durata a 7 minute;
— afişează la cerere data (luna şi ziua);
— afişează (la cerere) secundele, în mod continuu;
— temporizator 0 ... 59 minute;
— buton pentru resetare.

Circuitul integrat MMC 353 permite alimentarea cu o tensiune cuprinsă în intervalul 2,5...5V.

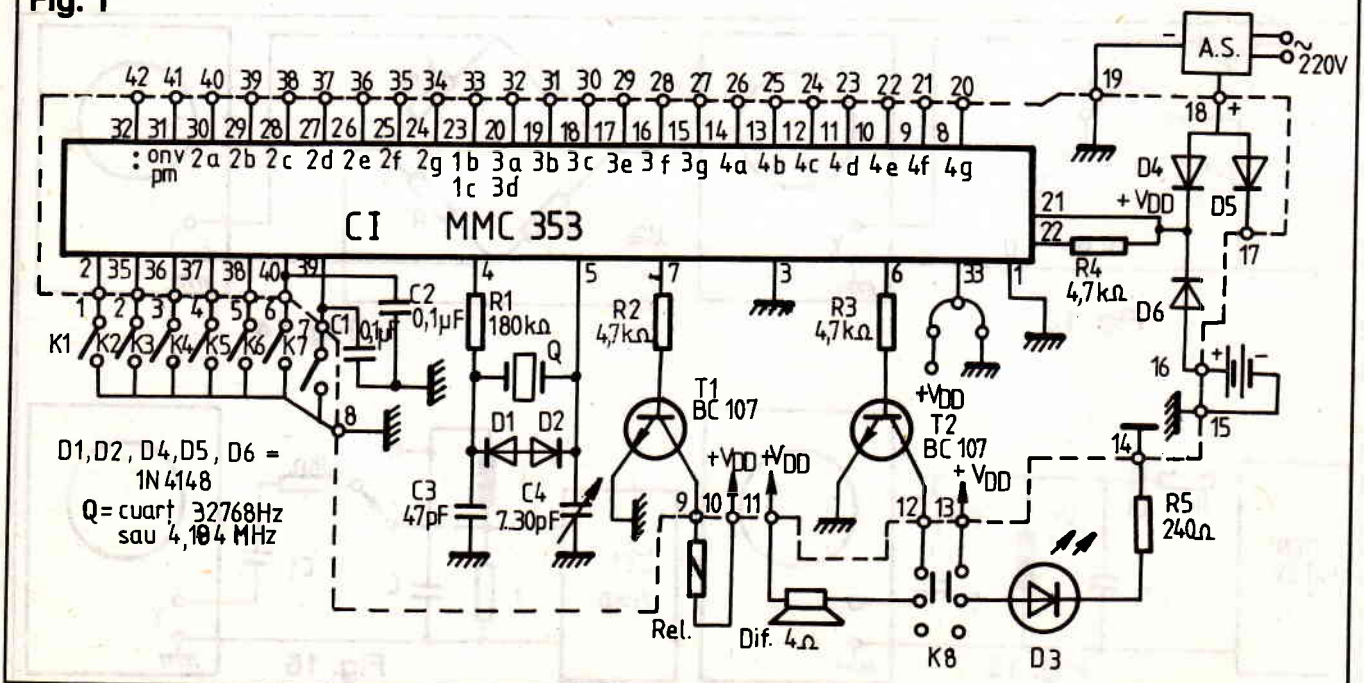
Oscilatorul ceasului electronic conţine elementele R_1, Q, D_1, D_2, C_3 şi trimerul C_4 din care se reglează precizia ceasului. Dacă se utilizează un cuarţ cu frecvenţa de rezonanţă f_1=32768Hz, pinul 3 al circuitului MMC353 se conectează la masă. În cazul unui cuarţ cu frecvenţa f_2=4,194MHz, pinul 3 se va conecta la $+V_{DD}$ (tensiunea din catodul diodei D_4).

După cum se remarcă din fig. 1, s-a ales cuarţul cu frecvenţa f_1, fiind mai uşor de procurat. Cablajul (fig. 2) este realizat ţinînd seama de această opţiune.

Modul de conectare a diodelor D_1, D_2 asigură o impedanţă mare, înlocuind un rezistor cu valoarea de 20MΩ.

Pentru alegerea tipului de afişaj, pinul 33 al integratului MMC353 se va conecta la $+V_{DD}$, în cazul utilizării unui afişaj cu anod comun, respectiv la masa montajului, în cazul utilizării unui afişaj cu catod comun. Schema prezentată în fig. 1 are în componenţa sa grupul de diode D_4, D_5 prin care se realizează conectarea ceasului la un alimentator stabilizat de 4,5Vsau 5V şi dioda D_6 prin care se realizează alimentarea cu baterii (două baterii R6) în cazul întreruperii accidentale a

Fig. 1



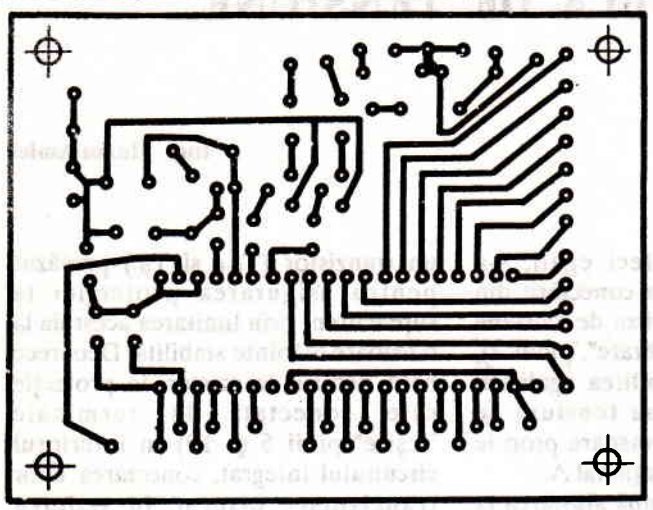


Fig. 2

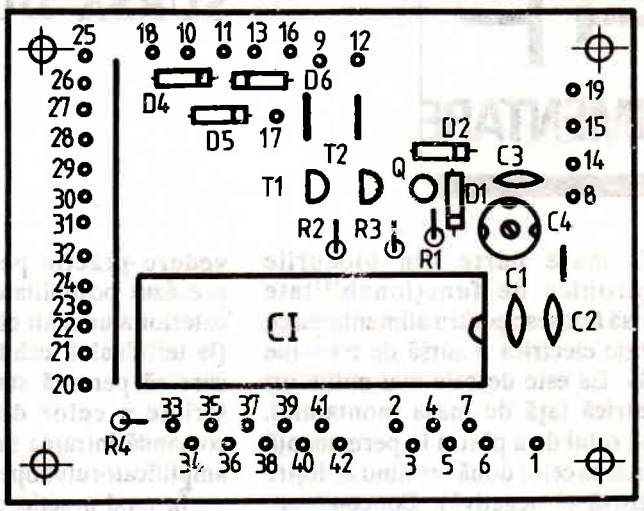


Fig. 3

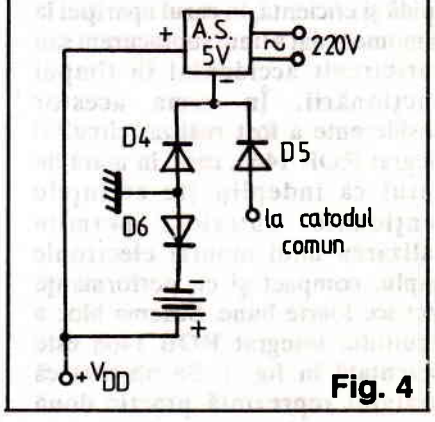


Fig. 4

tensiunii de reţea. În acest caz, însă, afişajul este stins, consumul său fiind destul de important. În schema propusă a fost aleasă varianta utilizării unui afişaj cu anod comun (pinul 33 este conectat la $+V_{DD}$) acesta fiind conectat în punctul 17, din catodul diodei D_5. În cazul utilizării unui afişaj cu catod comun, grupul de diode D_4, D_5, D_6 va avea un alt mod de conectare, (prezentat în fig. 4). Pentru această variantă este necesară şi adaptarea cablajului imprimat.

Punerea în funcţiune

La conectarea tensiunii de alimentare, ceasul este resetat (secundele, minutele, minutele orei de deşteptare şi conţinutul temporizatorului se află la "00", ora curentă, ora de deşteptare, luna şi ziua se află la "01"). În această situaţie poate fi oricînd adus ceasul, printr-o apăsare a butonului de resetare K_2.

Pentru a potrivi ora şi minutele se folosesc comutatoarele K_6 (pentru reglarea minutelor), respectiv K_7 (pentru reglarea orei). Se remarcă faptul că pinii 39 şi 40 ai CI au fost conectaţi prin intermediul condensatoarelor C_1, respectiv C_2 la masa ceasului. Aceştia au rolul de a evita modificarea nedorită a orei sau minutelor în cazul apariţiei vreunei perturbaţii a tensiunii de alimentare. La reglarea orei, cînd aceasta a ajuns la 12 se va aprinde LED-ul indicator AM/PM. Printr-o apăsare a comutatorului K_5 este afişată data timp de 2 secunde (luna este afişată de digiţii 1 şi 2, iar ziua de digiţii 3 şi 4). Menţinînd apăsat comutatorul K_5 se poate potrivi data cu ajutorul comutatoarelor K_6 pentru zilele lunii (în intervalul 1 ... 31) şi cu K_7 pentru lună (în intervalul 1 ... 12). Apăsînd de două ori comutatorul K_5 vor fi afişate secundele de către digiţii 3 şi 4 (ultimii doi), pînă la o nouă apăsare a lui K_5.

Prin apăsarea lui K_4 este afişat conţinutul reversibil al temporizatorului, cuprins în intervalul 00 ... 59. Menţinînd K_4 apăsat şi acţionînd asupra lui K_6 se va modifica conţinutul temporizatorului, în sens descrescător. Cînd acest conţinut este diferit de "00", pinul 7 al CI se află în 1 logic. Astfel este acţionat releul, care, la rîndul său, poate determina pornirea, spre exemplu, a unui aparat radio.

Programarea alarmei se realizează menţinînd comutatorul K_3 apăsat şi acţionînd asupra comutatoarelor K_6 (pentru potrivirea minutelor), respectiv K_7 (pentru potrivirea orei de deşteptare). În momentul coincidenţei orei de deşteptare cu ora curentă este activată alarma, care constă în emiterea unui semnal sonor intermitent cu frecvenţa de aproximativ 1000Hz la pinul 6 al CI, semnal care este amplificat de tranzistorul T_2 (se acţionează şi releul). Datorită faptului că alarma poate deveni activă şi în cazul neprogramării ei, comutatorul K_8 are rolul de a deconecta difuzorul şi a semnaliza acest lucru prin stingerea diodei LED D_3. Întreruperea alarmei se realizează fie prin apăsarea comutatorului K_1 (întrerupe semnalul sonor timp de 7 minute, însă releul rămîne acţionat), fie prin apăsarea comutatorului K_3, care întrerupe şi alimentarea releului, resetînd conţinutul temporizatorului.

Pinii CI corespunzători fiecărui segment al afişajului se determină din fig. 1. Limitarea curentului de alimentare a afişajului este realizată de către circuitul integrat. ♦

ELECTRO

ALIMENTARE

SURSĂ DUBLĂ DE TENSIUNE

ing. Marin Amlei

O mare parte din blocurile electronice de funcţionabilitate diversă folosesc pentru alimentarea cu energie electrică o sursă de tensiune dublă. Ea este de cele mai multe ori simetrică faţă de masa montajului, avînd rolul de a păstra în permanenţă egalitatea celor două tensiuni de ieşire (pozitivă şi negativă). Concomitent, sursa dublă de tensiune trebuie să fie prevăzută şi cu o protecţie electronică rapidă şi eficientă, în cazul apariţiei la un moment dat a unui supracurent sau scurtcircuit accidental în timpul funcţionării. În urma acestor considerente a fost realizat circuitul integrat ROB 1468, care, în afară de faptul că îndeplineşte cerinţele menţionate anterior, permite realizarea unui montaj electronic simplu, compact şi cu performanţe electrice foarte bune. Schema bloc a circuitului integrat ROB 1468 este prezentată în fig. 1. Se observă că montajul reprezintă practic două stabilizatoare de tensiune, de tip serie, interconectate între ele în sistemul Master-Slave. Stabilizarea tensiunii pozitive este realizată de către tranzistorul echivalent T+, comandat de către amplificatorul operaţional A+ (Master) care sesizează şi menţine constantă valoarea tensiunii pozitive, indiferent de consumul de curent din sarcină. Stabilizarea tensiunii negative este realizată de către tranzistorul echivalent T-, comandat de către amplificatorul operaţional A-, care, la rîndul său, menţine constantă tensiunea de ieşire negativă. Amplificatorul operaţional A- (Slave) are conectată intrarea neinversoare la masa montajului, iar intrarea inversoare la un divizor de tensiune format din doi rezistori R egali ca valoare, conectaţi la ieşirile + şi - ale sursei de tensiune. În acest fel, valoarea tensiunii negative urmăreşte şi totodată este menţinută în permanenţă egală cu valoarea absolută a tensiunii pozitive. Deoarece cei doi rezistori R nu pot totuşi să fie realizaţi din punct de vedere practic perfect egali, s-a prevăzut posibiiitatea conectării din exterior a unui alt divizor de tensiune (la terminalul "echilibrare", pinul 2), care să permită stabilirea egalităţii stricte a celor două tensiuni ce comandă intrarea inversoare proprie amplificatorului operaţional A-.

În mod practic, după ajustarea la valoarea dorită a tensiunii pozitive se ajustează şi valoarea tensiunii negative, folosind un divizor de tensiune exterior. Între ieşirile celor două amplificatoare operaţionale şi masă s-a prevăzut posibilitatea conectării din exterior a unor condensatoare de corecţie (terminalele "compensare", pinii 3 şi 12), în vederea eliminării posibilităţii de apariţie a oscilaţiilor.

Circuitul integrat mai include cîte un tranzistor (T_{P+} şi T_{P-}) prevăzut pentru asigurarea protecţiei la supracurent prin limitarea acestuia la o valoare dinainte stabilită. Deoarece baza fiecărui tranzistor de protecţie este conectată la terminale "ieşire"(pinii 5 şi 10) în interiorul circuitului integrat, conectarea unor tranzistoare externe în vederea asigurării unui curent de sarcină mare (de ordinul amperilor) nu se poate face decît folosind conexiunea de tip super-G (tranzistor extern de tip complementar celui aflat în circuitul integrat). Sursa de tensiune de referinţă este realizată cu ajutorul diodelor Zener DZ_1 şi DZ_2, polarizate în zona optimă de funcţionare cu ajutorul rezistorilor R_1 şi R_2. Deoarece din fabricaţie tensiunile diodelor Zener prezintă o

Fig. 1

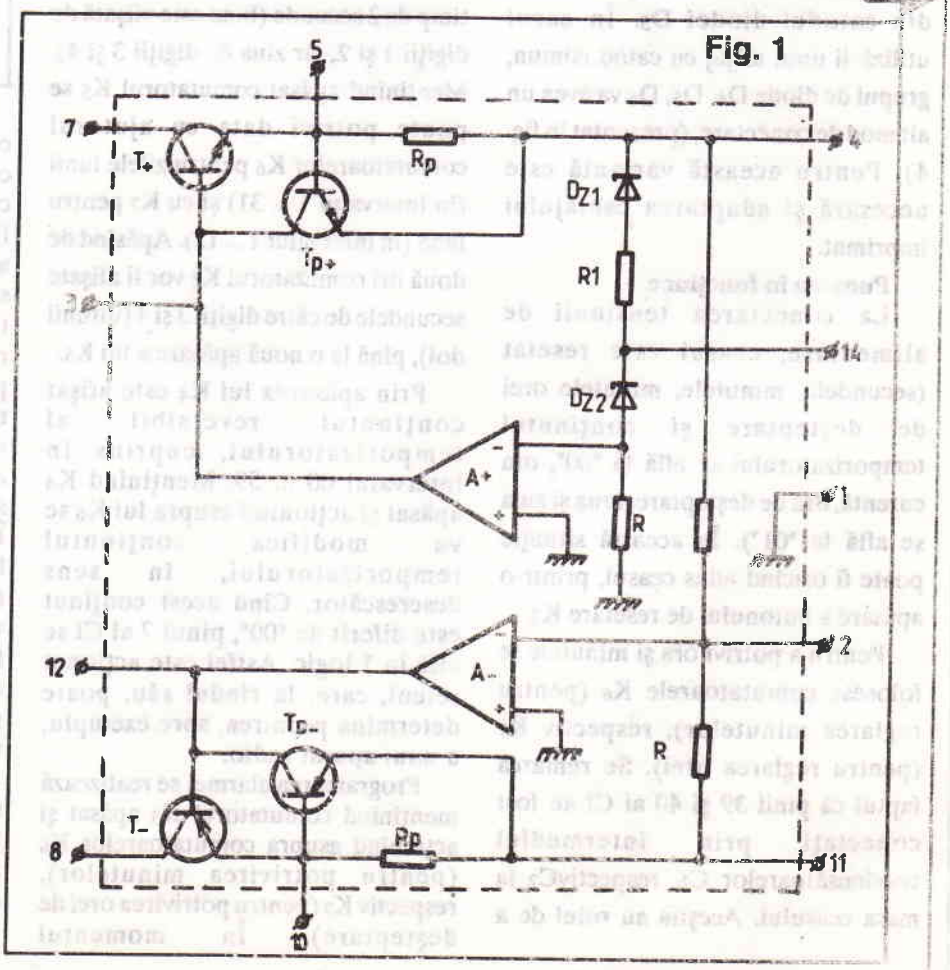
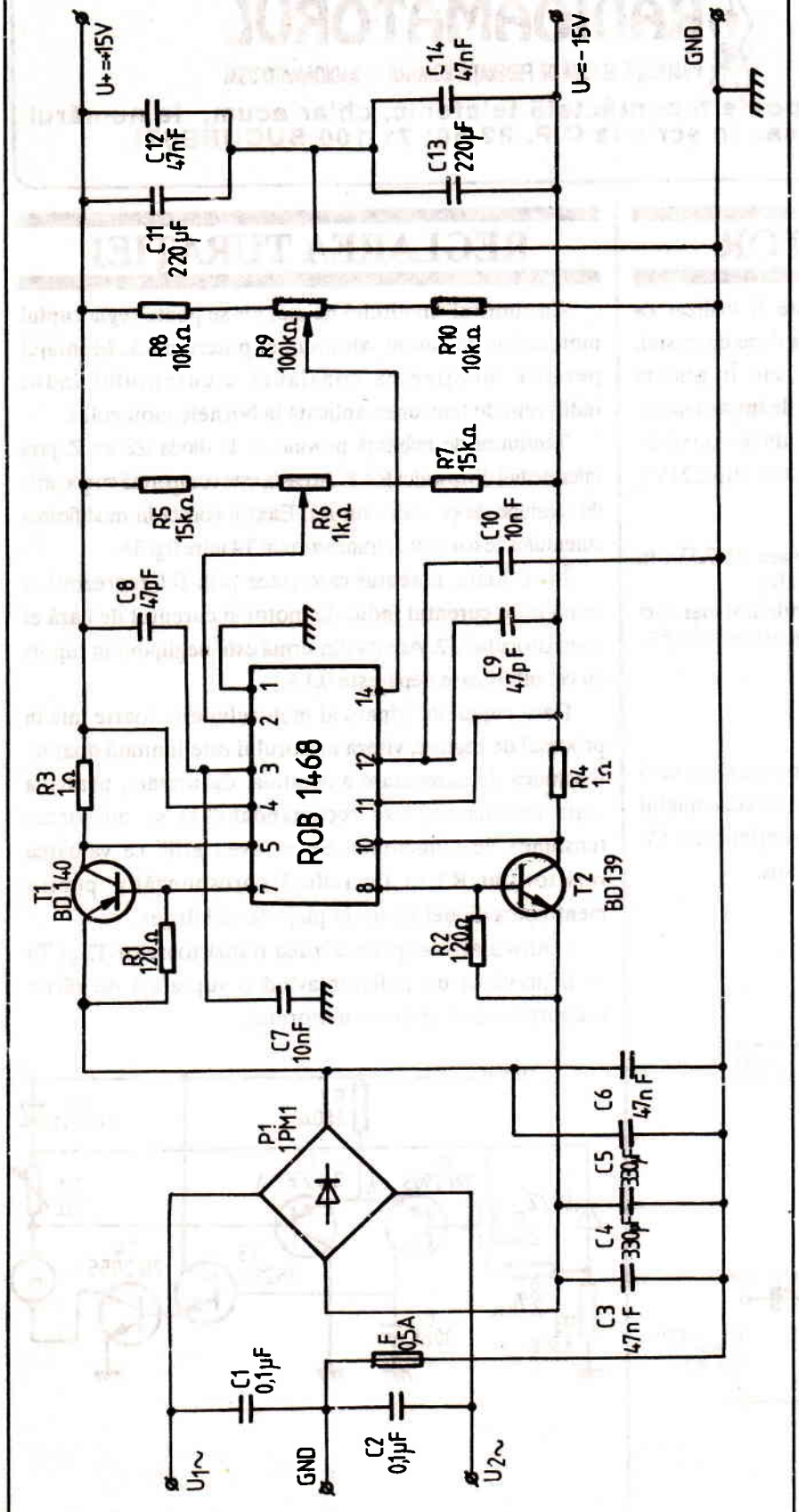


Fig. 2



oarecare dispersie, s-a prevăzut posibilitatea intervenţiei din exterior (terminalul "ajustare")în vederea efectuării unui reglaj precis al tensiunii de ieşire. Conexiunile de la capsula circuitului integrat ROB 1468 (varianta TO 116) sînt următoarele:

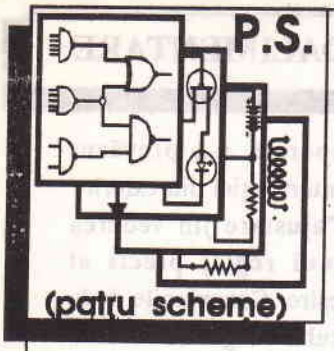
1 - Masă;
2 - Echilibrare;
3 - Compensare (+);
4 - Sesizare (+);
5 - Ieşire (+);
6 - NC;
7 - Intrare (+);
8 - Intrare (-);
9 - NC (neconectat);
10 - Ieşire (-);
11 - Sesizare (-);
12 - Compensare (-);
13 - NC;
14 - Ajustare.

Principalii parametri ai circuitului integrat ROB 1468 sînt următorii:

— tensiuni maxime de intrare: ±30V;
— curentul maxim de ieşire: 50+50mA;
— puterea maximă disipată: 670mW;
— dezechilibrul tensiunilor de ieşire: ≤0,3mV
— variaţia maximă a tensiunii de ieşire, pentru o modificare a tensiunii de intrare de la 18÷30V: ≤10mV;
— variaţia maximă a tensiunii de ieşire pentru o modificare a curentului de sarcină în intervalul 0 ... 50mA: ≤10mV;
— rejecţia tensiunii de ondulaţie: 75dB;
— tensiunea minimă U_{CE} aplicată tranzistoarelor echivalente de reglaj: 2V;
— curentul de mers în gol:
  4mA de la sursa pozitivă;
  3mA de la sursa negativă;
— coeficientul termic al tensiunii stabilizate: 0,4mV/°C;
— temperatura maximă a joncţiunilor: t_{max}=125°C;
— intervalul temperaturilor de funcţionare: 0 ... +70°C.

În fig. 2 este prezentată schema electrică a unei surse duble de tensiune care utilizează circuitul integrat ROB 1468, folosită frecvent pentru alimentarea cu energie electrică a unor amplificatoare operaţionale din montaje electronice.

(Continuare în numărul viitor)



Vreţi să deveniţi radioamator !!!
Vreţi să vă construiţi singur o staţie de emisie-recepţie !!!
Citiţi rubrica "RADIO" din revista noastră şi revista
RADIOAMATORUL
PUBLICAŢIE EDITATĂ DE FEDERAŢIA ROMÂNĂ DE RADIOAMATORISM
Federaţia poate fi contactată telefonic, chiar acum, la numărul 615.55.75 sau în scris la C.P. 22-50; 71.100 BUCUREŞTI

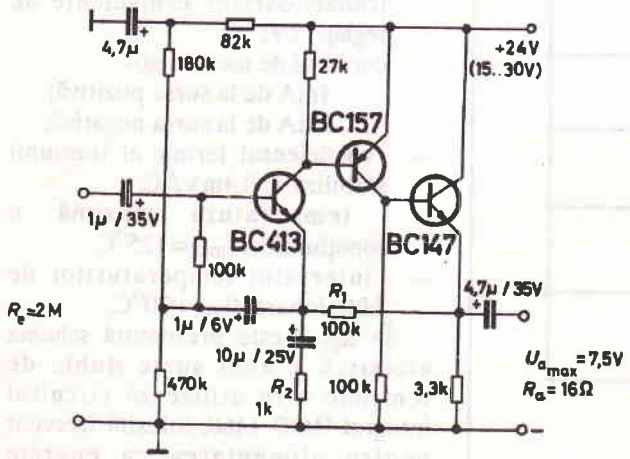
PREAMPLIFICATOR

Circuitul descris în continuare poate fi utilizat ca amplificator de semnal mic provenit de la doze cu cristal, microfoane ceramice sau cu condensator, etc. În general preia semnale de la circuite cu impedanţa de intrare mare.

Printre caracteristicile preamplificatorului se numără:

- poate fi alimentat de la o sursă de 12 ... 30V (tipic 24V);
- consumă aproximativ 4mA;
- amplifică semnalul cu cca. 40dB;
- semnalul de ieşire nu poate fi mai mare de 7,5V; în acest caz distorsiunile ating 0,5% la f=1KHz;
- la un semnal de ieşire de 1V, distorsiunile sînt mai mici de 0,2% în banda 20Hz ... 16KHz, iar la 3V mai mici de 0,5% în acelaşi domeniu;
- banda redată: 30Hz ... 100KHz;
- impedanţa de intrare ≈2MΩ;
- impedanţa de ieşire: 16Ω;

Datele sînt valabile pentru cazul alimentării de la o sursă de 24V cc. La o tensiune apropiată de 15Vcc semnalul de ieşire maxim furnizat va trebui să fie menţinut sub 5V pentru a avea distorsiunile specificate mai sus.



REGLAREA TURAŢIEI

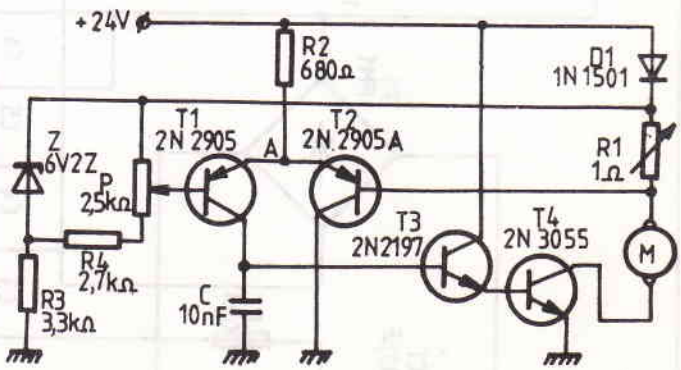
Cu ajutorul circuitului de mai jos se poate regla cuplul motoarelor de curent continuu şi putere mică. Montajul permite menţinerea constantă a curentului indus indiferent de tensiunea aplicată la bornele motorului.

Tensiunea de referinţă provine de la dioda Zener Z prin intermediul divizorului R4-P. Aceasta este comparată cu şocurile de tensiune de pe rezistorul R1. Efectul constă în modificarea curentului de colector al tranzistorului T4 între 0 şi 3A.

În realitate, curentul care trece prin R1 reprezintă o sumă între curentul indus de motor şi curentul de bază al tranzistorului T2. Acesta din urmă este neglijabil în raport cu cel indus care depăşeşte 0,1A.

Dacă cuplul de frînare al motorului este foarte mic în procesul de reglare, viteza motorului este limitată doar de tensiunea de alimentare a acestuia. Ca urmare, pentru a evita ambalarea, este recomandabil să se micşoreze tensiunea de alimentare. Se va avea grijă ca valoarea rezistorului R3 să fie redusă corespunzător pentru menţinerea diodei Zener în plaja de stabilizare.

Pentru a evita supraîncălzirea tranzistoarelor T3 şi T4 va fi prevăzut un radiator avînd o suprafaţă de răcire proporţională cu puterea motorului.



EMISIE 144MHz

Montajul de mai jos permite obţinerea unei puteri de 2W la 144MHz, în condiţiile alimentării de la o sursă de 12,5Vcc. Consumul este de 0,21A. Randamentul de utilizare a sursei este de 75%. Pentru a obţine puterea menţionată, la intrarea amplificatorului se aplică un semnal de 0,12W. Cîştigul în putere este de aproximativ 12dB.

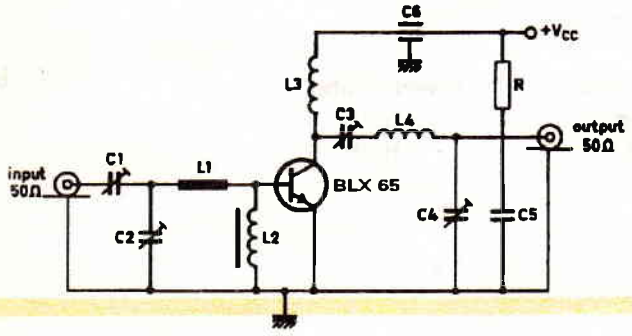
Capacităţile C1 şi C4 pot fi trimmere cu aer de 60pF, iar C1 şi C2 trimmere de 30pF. C5 are 0,25μF (polyester sau ceramică), iar C6 între 1nF şi 4nF (condensator de trecere).

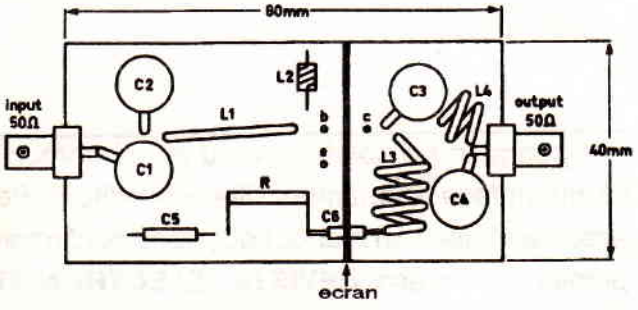
L1 (linie) are 30mm din sîrmă de Cu, Φ=1,2mm, montată la 3mm deasupra cablajului imprimat.

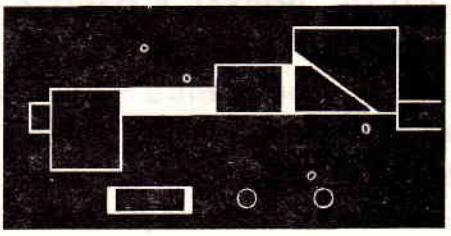
L2 are 4 spire din CuEm, Φ=0,5mm, bobinate pe un tub de ferită din material 3B (PHILIPS) cu dimensiunle: D=4mm, d=2mm şi l=5mm.

L3 are 6 spire, iar L4 conţine 4 spire, ambele din sîrmă de Cu, Φ=1,2mm, bobinate în aer cu un diametru de 10mm şi lungimea de 8mm, respectiv 6mm. R are 10Ω (carbon).

Pentru obţinerea performanţelor menţionate, lungimea terminalului de emitor nu va depăşi 1,6mm.







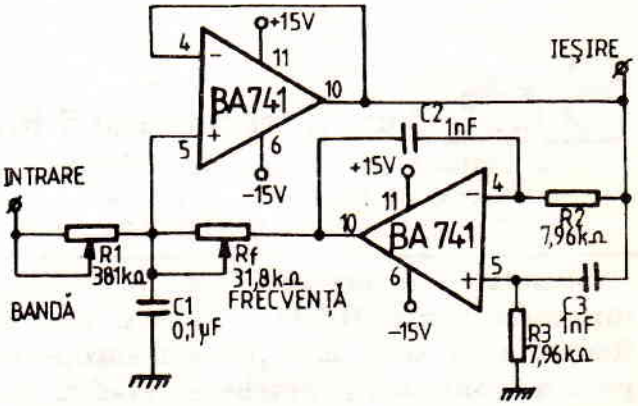
FILTRU ACTIV

În continuare este prezentat un filtru, caracterizat prin aceea că banda de trecere şi frecvenţa centrală pot fi modificate independent prin intermediul a doi rezistori. Amplificarea filtrului rămîne unitară în tot domeniul de variaţie a frecvenţei. Factorul de calitate Q poate fi modificat între 2 şi 200 prin intermediul rezistorului R1. Frecvenţa centrală se modifică într-un raport de 10:1. Circuitul conţine un repetor realizat cu amplificatorul operaţional A1 (βA 741) şi un circuit RC activ prin intermediul căruia se simulează o inductanţă. Dacă este satisfăcută relaţia R2C2=R3C3, rezultă o inductanţă echivalentă L=R2C2Rf [H]. Banda la 3dB se calculează cu formula B=1/2πR1C1 [Hz].

Frecvenţa centrală este dată de raportul:

$fc=1/2[2\pi(RfC1R2C2)^{1/2}]$ [Hz]

Valorile componentelor se încadrează într-o gamă destul de largă, astfel că se poate calcula un filtru cu performanţele dorite. De exemplu, pentru un filtru cu banda de 5Hz, frecvenţa centrală de 1KHz şi tensiunea de ieşire maximă de 1V vîrf-la-vîrf, rezultă valorile din figură. Pentru a avea un domeniu acoperitor se alege R1 de 400KΩ, iar Rf de 40KΩ. Egalitatea R2C2=R3C3 trebuie să fie satisfăcută cu o eroare de +0% şi -0,1%. Componentele se aleg astfel încît să existe o bună compensare reciprocă cu temperatura. Reglajul iniţial se realizează astfel încît să se obţină un factor de calitate maxim. Apoi se lasă intrarea neconectată la generator şi se creşte R3, pînă la apropierea punctului de apariţie a oscilaţiei.



ÎN ATENŢIA CITITORILOR

Vă anunţăm că numerele 2, 3, 4, 5 şi 6 sînt epuizate şi editura nu mai poate asigura expedierea acestora.

Editura electronistul

PERFORMANŢELE,
ADEVĂRATA RECLAMĂ A PRODUSELOR !

În acest număr inaugurăm o prezentare a caracteristicilor tehnico-funcţionale ale produselor electronice de larg consum aflate în competiţie pe piaţa românească în domeniile: **RADIO, TV, VIDEO, AUDIO, RECEPŢIE SATELIT.**

Datele sînt cele furnizate de reprezentanţii firmelor producătoare, de reprezentanţii acelor firme care consideraă că produsele respective pot intra în competiţie directă prin prezentarea caracteristicilor tehnico-funcţionale comparativ cu produsele similare ale altor firme. Raportul performanţe / preţ va sta la baza deciziei oricărui cumpărător.

Radioreceptor NOVA

Producător TEHNOTON S.A.

Lungime de undă	Bandă de Frecvenţă	Sensibilitatea	Selectivitatea
UM	565 - 1,605 KHz	2mV/m	16dB
US 1	6,3 - 6,9 MHz	200 μV	16dB
US 2	9,5 - 9,75 MHz	200 μV	16dB
UUS 1	65 - 73 MHz	25 μV	16dB
UUS 2	88 - 108 MHz	25 μV	16dB

Putere de ieşire audio: max. 1W/8W.
PREŢ: 8.550 lei.

Radiocasetofon WEEKEND

Producător TEHNOTON S.A.

Casetofon

- deviaţie de viteză:	± 3 %
- factor de fluctuaţie a vitezei:	± 0,4 %
- raport semnal/zgomot:	>35dB

Radio

Lungime de undă	Bandă de Frecvenţă	Sensibilitatea	Selectivitatea
UM	565 - 1,605 KHz	3mV/m	>16dB
UUS 2	88 - 108 MHz	25 μV	>16dB

Putere de ieşire audio: max. 0,35W.
PREŢ: 9.350 lei.

S.I.A.T. Com. International S.R.L.
Bulevardul Hristo Botev, No. 6, Etaj I,
Sector III, Bucureşti - România
Tel.: 312 35 86 FAX: 312 35 89

Societate comercială ce reprezintă interesele firmei HILTON - SUA, atît în Romania cît şi în alte ţări est europene, pentru construcţii hoteliere, clădiri de bunuri şi dotare, inclusiv cu echipamente de telecomunicaţii şi birotică.

Ca antrepenor general S.I.A.T. asigură, sub management HILTON, definitivarea şi implementarea detaliilor de proiectare pentru locaţii din Bucureşti şi provincie, construcţii începute sau pe cale de a fi definitivate.

Sperînd într-o colaborare cu dv. vă comunicăm că puteţi face abonament direct la editură. Pentru aceasta trimiteţi un mandat poştal cu confirmare de primire pe adresa **REVISTA "ELECTRONISTUL" BUCUREŞTI OF. POŞTAL 5 CĂSUŢA 51 (prin reprezentant** *STAN SERGIU*).

La rubrica "Loc pentru corespondenţă" menţionaţi numerele revistelor pe care le doriţi (numerele 2, 3, 4, 5, 6 şi 7 sînt epuizate).

Pentru a asigura trimiterea revistelor în plic (cu greutate) recomandat, editura suportă jumătate din cheltuielile de expediere. Ca urmare dv. trebuie să achitaţi **195 lei** pentru fiecare număr pe care îl comandaţi.